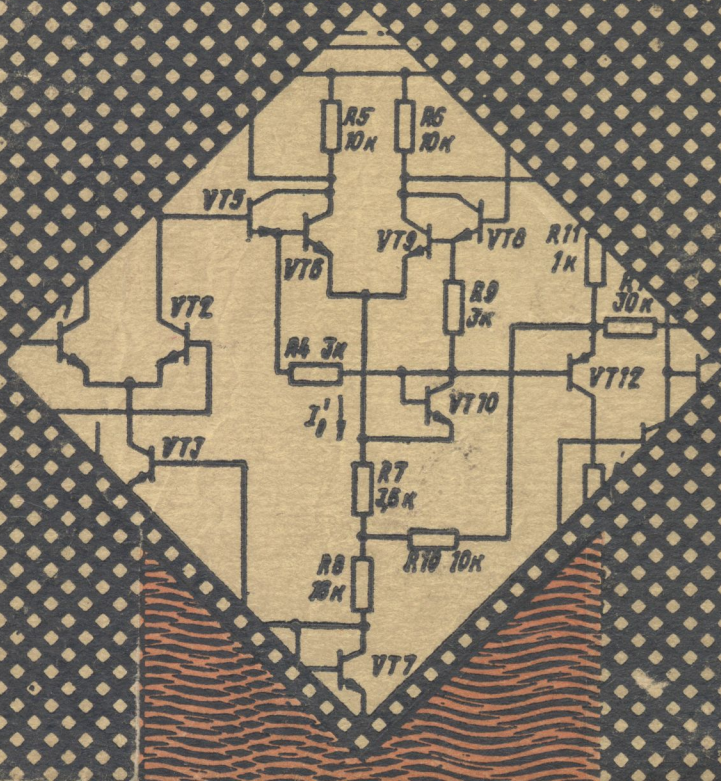


К

В.С.РУДЕНКО  
В.Я.РОМАШКО  
В.В.ТРИФОНЮК

# ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА



2458-9

В.С.РУДЕНКО  
В.Я.РОМАШКО  
В.В.ТРИФОНЮК

# ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА

Затверджено Міністер-  
ством освіти України як  
підручник для студентів  
технічних вузів

НТБ ВНТУ



2758-9

621.38(075) P83 1993



Руденко В.С. Промислова електроніка

«ЛИБІДЬ»  
1993  
КИЇВ



ББК 32.859я73

Р83

УДК 621.38(075.8)

*Рецензенти:* доктори техн. наук, професори В. Т. Долбня, О. І. Денисов

Головна редакція літератури з природничих та технічних наук

*Головний редактор* Л. В. Маришева

*Редактор* Е. О. Крагель

**Руденко В. С. та ін.**

**Р83** Промислова електроніка: Підручник / В. С. Руденко, В. Я. Ромашко, В. В. Трифонулюк. — К. : Либідь, 1993. — 432 с.

ISBN 5-325-00332-1.

У підручнику розглянуто принципи будови напівпровідникових пристроїв та інтегральних мікросхем, їх конструктивні особливості, фізичні процеси, що в них протікають. Висвітлено питання підсилення, генерації, формування і перетворення параметрів безперервних, імпульсних та цифрових електричних сигналів. Описано пристрої силової промислової електроніки, призначені для комутації електричних кіл постійного та змінного струму, а також перетворення параметрів електричної енергії.

Для студентів технічних вузів.

Р 2202070500-061  
БЗ-10-4-93  
224-93

ББК 32.859я73

Підручник

Руденко Володимир Семенович  
Ромашко Володимир Якович  
Трифонулюк Віктор Васильович

## ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА

Художник обкладинки Г. Т. Задніпряний

Художній редактор Т. О. Щур

Технічний редактор Т. М. Піхота

Коректори А. І. Барз, М. Г. Єхлакова, З. П. Чиркова

Здано на складання 24.12.92. Підп. до друку 21.04.93. Формат 60×84/16.  
Папір друк. № 2. Літ. гарн. Вис. друк. Ум. друк. арк. 25.11. Ум. фарб.-відб.  
25,46. Обл.-вид. арк. 29,46. Вид. № 3376. Зам. № 2-958.

Видавництво «Либідь» при Київському університеті  
252001 Київ, Хрещатик, 10

Київська книжкова друкарня наукової книги. 252004 Київ, Терещенківська, 4

ISBN 5-325-00332-1

© В. С. Руденко, В. Я. Ромашко, В. В. Трифонулюк, 1993

## ПЕРЕДМОВА

Електронні прилади і пристрої застосовуються практично в усіх галузях науки і техніки, промисловості і транспорту, зв'язку і побуту. Отже, студенти будь-якої технічної спеціальності мають вивчити основи електронної техніки з метою подальшого застосування одержаних знань при виготовленні та експлуатації технічних засобів за фахом.

У підручнику подано матеріал про прилади, компоненти і пристрої промислової електроніки, побудовані на базі напівпровідникової техніки. Головну увагу приділено принципу дії приладів і пристроїв, а також фізичним процесам, які відбуваються в них. Наведено найважливіші розрахункові співвідношення, вказано на особливості і можливі галузі застосування пристроїв, що розглядаються. Зміст підручника відповідає типовій програмі дисципліни «Промислова електроніка» і поділяється на три частини.

У першій частині розглянуто принцип будови, фізичні процеси і конструктивні особливості напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем.

У другій — питання підсилення, генерації, формування і перетворення параметрів безперервних, імпульсних і цифрових електричних сигналів, які є носіями інформації.

Третя частина присвячена пристроям силової промислової електроніки, які призначені для комутації електричних кіл постійного та змінного струму, а також перетворення параметрів електричної енергії.

Відомості, викладені у підручнику, охоплюють найважливіші питання, які є суттю сучасної промислової електроніки. Текст ілюстрований рисунками, схемами, графіками, таблицями, що сприяють кращому розумінню навчального матеріалу.

Розріли 1—10 написав В. В. Трифонюк, 11, 13—15 — В. Я. Ромашко, 12 — В. С. Руденко і В. Я. Ромашко.



## ПРИЛАДИ І КОМПОНЕНТИ ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

### Розділ 1. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ

#### 1.1. ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

У напівпровідникових приладах використовуються ефекти, обумовлені переміщенням заряду в твердому тілі. Вони призначені для підсилення, генерації та перетворення електричних сигналів. Параметри напівпровідникових приладів визначаються геометричними розмірами і властивостями напівпровідника, на яких ґрунтується дія приладу.

При виготовленні напівпровідникових приладів, а також інтегральних мікросхем найчастіше використовують такі напівпровідники, як германій, кремній та арсенід галію. До напівпровідників відносять також селен, телур, оксиди, карбіди та сульфіди деяких хімічних елементів. Напівпровідникові матеріали мають тверду кристалічну структуру і за своїм питомим опором ( $\rho = 10^{-4} \dots 10^{10}$  Ом·см) займають проміжне місце між провідниками електричного струму ( $\rho = 10^{-6} \dots 10^{-4}$  Ом·см) і діелектриками ( $\rho = 10^{10} \dots 10^{15}$  Ом·см).

Більшість напівпровідникових приладів, що застосовуються в пристроях промислової електроніки, можна поділити на такі групи: напівпровідникові діоди, транзистори, тиристори. Напівпровідникові діоди — це двохелектродні прилади, транзистори — трьохелектродні. Тиристори виготовляють як у двохелектродному (диністори), так і в трьохелектродному (триністори) виконанні. Основою напівпровідникових приладів названих груп є кристал напівпровідника з одним або кількома  $p$ — $n$ -переходами.

Малопотужні напівпровідникові прилади виготовляються як дискретними (окремими), так і в інтегральних схемах, потужні силові пристрої — в дискретному виконанні. Технологія виготовлення приладів суттєво впливає на їх технічні та експлуатаційні показники.

#### 1.2. ПРОВІДНІСТЬ НАПІВПРОВІДНИКІВ

Характерною особливістю напівпровідників є сильна зміна їхнього питомого опору під дією електричного поля, опромінення світлом або іонізованими частинками, а також при внесенні в напівпровідник домішки або внаслідок його нагрівання. При нагріванні питомий опір

провідників збільшується, а напівпровідників і діелектриків — зменшується. Це свідчить про різний характер провідності названих матеріалів.

Щоб з'ясувати характер провідності напівпровідників, розглянемо деякий об'єм ідеальних (з суворо впорядкованим розташуванням атомів у вузлах) кристалічних ґраток германію — елемента IV групи періодичної системи елементів Менделєєва. На рис. 1.1, а об'ємні кристалічні ґратки германію, елементарною геометричною фігу-

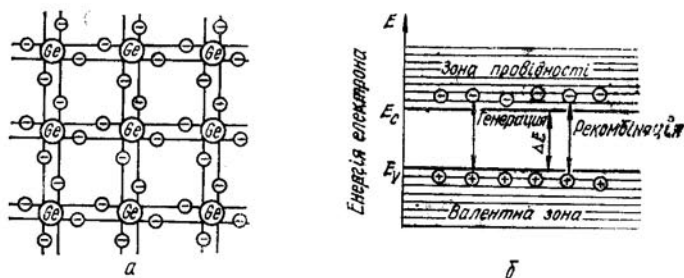


Рис. 1.1

рою яких є тетраедри, зображені у вигляді площинних ґраток. У процесі формування кристала атоми германію розташовуються у вузлах кристалічних ґраток і зв'язані з іншими атомами за допомогою чотирьох валентних електронів. Подвійні лінії між вузлами ґраток умовно зображують ковалентний зв'язок між кожною парою електронів, що належать двом різним атомам.

Сукупність енергетичних рівнів валентних електронів ідеального кристала зображує на енергетичній діаграмі валентну зону (рис. 1.1, б). При нульовій абсолютній температурі і при відсутності домішок у кристалі всі валентні електрони беруть участь в між-атомних зв'язках, інакше кажучи, заповнюють всі енергетичні рівні у валентній зоні, а зона провідності вільна.

Валентну зону з енергією електрона на її верхній межі  $E_v$  — і зону провідності з енергією електрона на її нижній межі  $E_c$  розділяє заборонена зона шириною  $\Delta E = E_c - E_v$ . Для германію і кремнію ширина забороненої зони дорівнює відповідно 0,72 еВ і 1,12 еВ. Тому, щоб перевести електрон в зону провідності, необхідне додаткове джерело енергії, яка дорівнює (або перевищує) енергії забороненої зони. Таким джерелом може бути теплота навколишнього середовища.

При температурі, вищій за абсолютний нуль, частина електронів розриває ковалентні зв'язки і переходить у зону провідності, звільнюючи енергетичні рівні у валентній зоні. Вакантний енергетичний рівень у валентній зоні називають діркою провідності, яка в електрич-

ному і магнітному полях поводить себе як частинка з позитивним зарядом, що дорівнює заряду електрона. Цей процес утворення пар електрон—дірка називається генерацією пар носіїв заряду.

Під дією теплової енергії електрони в зоні провідності, як і дірки у валентній зоні, перебувають у хаотичному тепловому русі. При цьому можливий процес захоплення електронів зони провідності дірками валентної зони. Такий процес зникнення пар електрон—дірка нази-

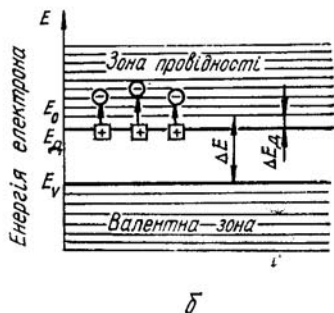
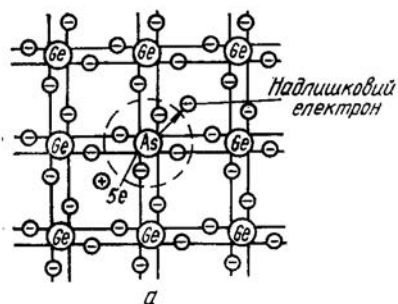


Рис. 1.2

вається рекомбінацією. Число актів рекомбінації пропорційне концентрації носіїв заряду.

Якщо до кристала прикласти зовнішнє електричне поле, то рух електронів і дірок набуває певної напрямленості. Таким чином, при температурі, вищій за абсолютний нуль, кристал набуває властивості проводити електричний струм. Провідність кристала тим більша, чим інтенсивніший процес генерації пар електрон—дірка, і визначається рухом обох видів носіїв заряду — електронів і дірок. Густина струму при цьому

$$j = j_n + j_p,$$

де  $j_n$  і  $j_p$  — густина електронного і діркового струмів відповідно.

Така провідність називається власною провідністю, а бездомішкові напівпровідники — напівпровідниками з власною провідністю або напівпровідниками типу *i*. Власна провідність звичайно невелика. Причому як електронна, так і діркова провідності обумовлені рухом у напівпровіднику лише електронів. Однак у першому випадку рухаються електрони, енергія яких відповідає енергетичним рівням зони провідності, в напрямі, протилежному напрямку електричного поля. В другому випадку переміщуються електрони валентної зони, заповнюючи вакантні енергетичні рівні (дірки), в напрямі, протилежному переміщенню дірок.

Концентрація електронів (і дірок) у власному напівпровіднику при кімнатній температурі дорівнює: для германію  $2 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$  і для

кремнію  $1,4 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$  при густині атомів кристалічних ґраток обох елементів  $5 \cdot 10^{22} \text{ см}^{-3}$ .

Кристал германію, в який внесено домішки елементів III або V групи таблиці Менделєєва, називається домішковим напівпровідником. Домішкові напівпровідники мають значно більшу провідність порівняно з напівпровідниками з власною провідністю.

При внесенні в попередньо очищений германій домішки п'ятивалентного елемента (наприклад, арсену) атоми домішки заміщують у

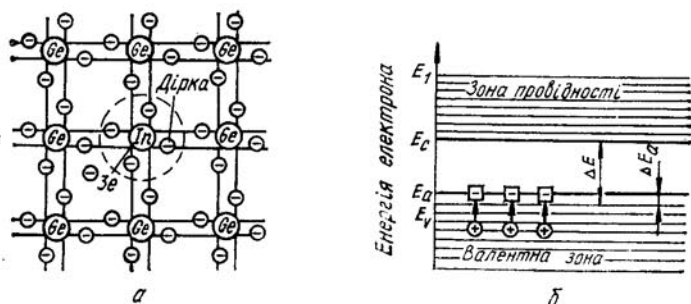


Рис. 1.3

вузлах кристалічних ґраток атоми германію. При цьому чотири валентних електрони атома арсену, об'єднавшись з чотирма електронами сусідніх атомів германію, налагоджують тетраедричну систему ковалентних зв'язків (рис. 1.2, а), п'ятий електрон виявляється надлишковим. Енергетичний рівень  $E_d$  домішки лежить у забороненій зоні поблизу дна зони провідності (рис. 1.2, б). Тому вже при кімнатній температурі надлишкові електрони набувають енергії, що дорівнює дуже невеликій енергії їх зв'язку з атомами домішки ( $\Delta E_d = E_c - E_d$ ) і переходять у зону провідності. Таким чином, у вузлах кристалічних ґраток германію, де знаходяться атоми домішки, створюються позитивно заряджені іони (на рис. 1.2, б зображені три таких позитивних іони у вигляді прямокутників), а в об'ємі кристала переміщуються надлишкові електрони з енергією зони провідності. Якщо електрони, що звільнилися, знаходяться поблизу своїх іонів, то мікрооб'єм залишається електронейтральним. Якщо електрони залишають мікрооб'єм, то в ньому створюється позитивний об'ємний заряд.

Оскільки  $\Delta E_d \ll \Delta E$ , то кількість електронів, що переходять під дією теплової або іншого виду енергії в зону провідності з домішкового рівня, значно перевищує кількість електронів, що переходять у зону провідності з валентної зони і брали участь у генерації пар електрон—дірка. Отже, число електронів у кристалі при внесенні п'ятивалентної домішки перевищує число дірок. Такий напівпровідник має, головним чином, електронну провідність, або провідність  $n$ .



типу ( $n$ -напівпровідник), а домішка, що віддає електрони, називається донорною. Основними носіями заряду в напівпровіднику  $n$ -типу є електрони, а неосновними — дірки.

При внесенні в кристал германію домішки елементів III групи (наприклад, індію) атоми її заміщають у вузлах кристалічних ґраток атоми германію. Однак у цьому випадку при комплектуванні ковалентних зв'язків одного електрона не вистачає, оскільки атоми домішки мають лише три валентних електрони (рис. 1.3, а). У зв'язку з тим, що енергетичний рівень домішки (індію)  $E_a$  (рис. 1.3, б) лежить у забороненій зоні поблизу валентної зони, то досить невеликої енергії  $\Delta E_a = E_a - E_v \ll \Delta E$  (наприклад, за рахунок тепла навколишнього середовища), щоб електрони з верхніх рівнів валентної зони перемістились на рівень домішки, заповнивши відсутні зв'язки. В результаті у валентній зоні виникають надлишкові вакантні енергетичні рівні (дірки), а атоми домішки (індію) перетворюються в негативні іони (на рис. 1.3, б показані три негативні іони домішки у вигляді прямокутників). Отже, число дірок у напівпровіднику при внесенні тривалентної домішки перевищує число електронів. Такий напівпровідник має діркову провідність або провідність  $p$ -типу ( $p$ -напівпровідник). Домішка, введення якої зумовлює створення дірок у валентній зоні, називається акцепторною. В напівпровіднику  $p$ -типу основними носіями є дірки, а неосновними — електрони.

### 1.3. ЕЛЕКТРОННО-ДІРКОВИЙ ПЕРЕХІД

Межа між двома сусідніми областями напівпровідника, що мають різний характер електропровідності між шарами  $p$ - і  $n$ -типу, називається електронно-дірковим переходом, або  $p$ - $n$ -переходом. Такий перехід є основою більшості напівпровідникових приладів. У наш час в напівпровідниковій електроніці найбільш широко застосовуються площинні й точкові  $p$ - $n$ -переходи.

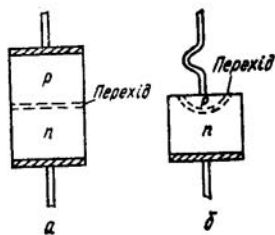


Рис. 1.4

Площинний  $p$ - $n$ -перехід являє собою шарово-контактний елемент в об'ємі кристала на межі двох напівпровідників з провідностями  $p$ - і  $n$ -типів (рис. 1.4, а). У виробництві напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем застосовують переходи типу  $p^+ - n$  або  $p - n^+$ , а також  $n^+ - n$  (електронно-електронний) і  $p^+ - p$  (дірково-дірковий) переходи. Індекс «+» підкреслює більшу електропровідність даної області монокристала. За способом виготовлення площинні  $p$ - $n$ -переходи поділяються на вирощені, сплавні та дифузійні. Останнім часом при формуванні  $p$ - $n$ -переходів мікросхем (особливо  $p$ - $n$ - та  $n^+ - n$ -типів) широко застосовується епітаксійно-планарна технологія виготовлення.

При формуванні точкового  $p$ — $n$ -переходу через точковий контакт вістря (діаметром 10—20 мкм) металевої пружини з напівпровідником основної маси кристала  $n$ -типу пропускають протягом частини секунди імпульс струму порівняно великої потужності. При цьому в мікрооб'ємі під вістря змінюється тип електропровідності за рахунок дифузії домішки з вістря пружини в напівпровідник. На межі поділу

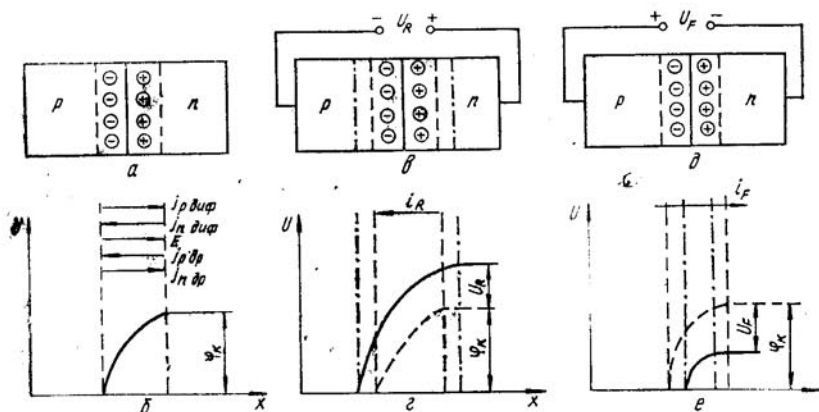


Рис. 1.5

$p$ - і  $n$ -шарів створюється напівсферичний  $p$ — $n$ -перехід (рис. 1.4, б) діаметром порядку десятків мікрметрів.

Розглянемо електронні процеси в робочих областях кристала і в самому  $p$ — $n$ -переході у відсутності зовнішнього електричного поля, а також за умови, що на межі поділу областей відсутні механічні дефекти та інші включення (рис. 1.5, а).

Оскільки концентрація дірок у напівпровіднику  $p$ -типу набагато більша, ніж у напівпровіднику  $n$ -типу, і, навпаки, в напівпровіднику  $n$ -типу висока концентрація електронів, то на межі поділу напівпровідників з різною електропровідністю створюється перепад (градієнт) концентрації дірок та електронів. Це викликає дифузійне переміщення дірок з  $p$ -області в  $n$ -область і електронів у протилежному напрямі. Густини діркової та електронної складових дифузійного струму при цьому відповідно  $j_{p\text{диф}}$  та  $j_{n\text{диф}}$ .

Внаслідок відходу дірок з приконтактної області  $p$ -типу та електронів з приконтактної області  $n$ -типу на цих ділянках створюється збідений на рухомі носії заряду шар і з'являється некомпенсований від'ємний заряд за рахунок іонів акцепторної домішки (в приконтактній області  $p$ -типу) і позитивний заряд за рахунок іонів донорної домішки (в приконтактній області  $n$ -типу). На рис. 1.5, а збідений шар відмічений кружечками зі знаками «—» та «+», що позначають негативні та позитивні іони відповідно акцепторної та донорної доміш-

ки. Таким чином, збіднений шар — це область напівпровідника з певною густиною об'ємного заряду, наявність якого приводить до створення електричного поля (на рис. 1.5, а напрям напруженості цього поля показано вектором  $E$ ). Це поле перешкоджає подальшому дифузійному переміщенню дірок з напівпровідника  $p$ -типу в напівпровідник  $n$ -типу і електронів у протилежному напрямі. Оскільки збіднений шар має незначну електропровідність у зв'язку з тим, що в ньому практично відсутні вільні носії заряду, його ще називають **з а п і р н и м ш а р о м**.

Дія електричного поля з напругою  $E$  проявляється в тому, що через  $p$ — $n$ -перехід можуть переміщуватися (дрейфувати) лише неосновні носії заряду, тобто дірки з напівпровідника  $n$ -типу та електрони з напівпровідника  $p$ -типу, які обумовлюють дрейфові струми, густина яких відповідно  $j_{pдр}$  та  $j_{nдр}$ .

Густина повного струму через  $p$ — $n$ -перехід визначається сумою дифузійних і дрейфових складових густин струмів, які при відсутності зовнішньої напруги однакові. Напрямок струмів дрейфу протилежний струмам дифузії. Тому в стані термодинамічної рівноваги при незмінній температурі і відсутності зовнішнього електричного поля густина повного струму через  $p$ — $n$ -перехід дорівнює нулю:

$$j_{p\text{ диф}} + j_{n\text{ диф}} + j_{p\text{ др}} + j_{n\text{ др}} = 0.$$

Подвійний електричний шар в області  $p$ — $n$ -переходу (рис. 1.5, а) зумовлює контактну різницю потенціалів, яку називають **п о т е н - ц і а л ь н и м б а р' є р о м**  $\varphi_k$  (рис. 1.5, б), що визначається рівнянням

$$\varphi_k = \varphi_T \ln(n_n/n_p) = \varphi_T \ln(p_p/p_n), \quad (1.1)$$

де  $\varphi_T = kT/q$  — тепловий потенціал при нормальній температурі, тобто при  $T = 300\text{ К}$ ,  $\varphi_T = 0,26\text{ В}$ ;  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}\text{ Дж/К}$  — стала Больцмана;  $T$  — абсолютна температура;  $q$  — заряд електрона;  $n_n$  і  $p_n$ ,  $p_p$  і  $n_p$  — рівноважні концентрації основних та неосновних носіїв заряду в  $n$ -області ( $p$ -області). У германієвих переходах  $\varphi_k = 0,3 - 0,4\text{ В}$ , у кремнієвих  $\varphi_k = 0,7 - 0,8\text{ В}$ .

Якщо прикласти до  $p$ — $n$ -переходу зовнішню напругу  $U_R$  так, щоб плюс був на області напівпровідника  $n$ -типу, а мінус — на області ~~на~~ напівпровідника  $p$ -типу (таке вмикання називають зворотним, рис. 1.5, в), то збіднений шар розширюється, оскільки під дією зовнішньої напруги електрони і дірки як основні носії заряду зміщуються в різні сторони від  $p$ — $n$ -переходу. Ширина нового збідненого шару показана умовно на рис. 1.5, в, з штрихпунктирними лініями. При цьому висота потенціального бар'єра також зростає і дорівнює  $\varphi_k + U_R$ , оскільки напругу зовнішнього зміщення прикладено відповідно до контактної різниці потенціалів (рис. 1.5, з).

Збільшення потенціального бар'єра порушує стан термодинаміч-

ної рівноваги. При цьому дифузійна складова струму через  $p$ — $n$ -перехід зменшується. А дрейфова складова струму не змінюється, оскільки концентрація неосновних носіїв заряду визначається лише процесом термогенерації, а не рівнем напруги. Тому при зворотному вмиканні  $p$ — $n$ -переходу через нього проходить зворотний струм  $i_R$ , який визначається неосновними носіями й із збільшенням зворотнозміщуючої напруги наближається до сталого значення  $I_0 = I_{nдр} + I_{pдр}$ . Струм  $i_R = I_0$  називають тепловим струмом, або струмом насичення.

Якщо змінити полярність джерела зовнішньої напруги (таке зміщення називають прямим, рис. 1.5, д), то збіднений шар  $p$ — $n$ -переходу звужується, а його провідність збільшується. Це пов'язано з тим, що збіднений шар поповнюється основними носіями заряду з об'ємів областей  $p$ - і  $n$ -типу, оскільки під дією  $U_F$  електрони і дірки з об'єму напівпровідника рухаються назустріч до  $p$ — $n$ -переходу. Оскільки напруга зовнішнього джерела прикладається назустріч контактній різниці потенціалів, потенціальний бар'єр знижується і дорівнює  $\varphi_F - U_F$  (рис. 1.5, е). При цьому створюються умови для інжекції основних носіїв заряду — дірок з напівпровідника  $p$ -типу в напівпровідник  $n$ -типу і електронів в протилежному напрямі, що зумовлює протікання через  $p$ — $n$ -перехід великого прямого струму  $i_F$ , який визначається дифузією основних носіїв заряду (дифузійний струм).

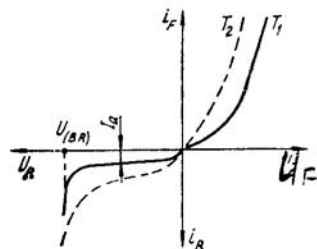


Рис. 1.6

Зв'язок між прямим струмом і прикладеною до  $p$ — $n$ -переходу прямою напругою  $U_F$  визначається виразом

$$i_F = I_0 [\exp(U_F/\varphi_T) - 1]. \quad (1.2)$$

Зворотний струм можна визначити з рівняння (1.2), замінивши значення  $U_F$  на  $-U_R$ . Враховуючи, що в робочій частині діапазону зворотних струмів  $\varphi_T \ll |U_R|$ , одержимо

$$i_R = I_0. \quad (1.3)$$

Струм  $i_R$  значно менший за  $i_F$ . Пряма і зворотна вітки вольт-амперної характеристики, що відповідають рівнянням (1.2) і (1.3), показані на рис. 1.6.

Із співвідношень (1.2) та (1.3) вольт-амперної характеристики випливає, що значення і напрям струму, який протікає через  $p$ — $n$ -перехід, залежать від значення і знака прикладеної напруги. При прямому зміщенні опір  $p$ — $n$ -переходу незначний, а струм великий. Зворотне зміщення на переході зумовлює значно більший опір і малий зворотний струм. Таким чином,  $p$ — $n$ -перехід має односторонню про-

відність, що дозволяє використати його для випрямлення змінного струму.

Якщо зворотна напруга перевищує деяке значення  $U_{(BR)}$  (рис. 1.6), що називається пробивною напругою, то зворотний струм різко зростає. Якщо його не обмежити, то відбувається електричний пробій  $p-n$ -переходу, що супроводжується часто тепловим пробоем. Електричний пробій пояснюється значним збільшенням напруженості електричного поля в  $p-n$ -переході при  $U_R > U_{(BR)}$ . Воно надає електронам і діркам енергії, достатньої для ударної іонізації частинок в переході, відбувається лавиноподібний процес розмноження додаткових пар зарядів. Внаслідок цього різко зростає зворотний струм. Короточасний електричний пробій не руйнує  $p-n$ -переходу, тобто є оборотним явищем. А тепловий пробій супроводжується перегрівом  $p-n$ -переходу, що виводить останній з ладу.

З ростом температури зростає як прямий, так і зворотний струм. Вольт-амперна характеристика  $p-n$ -переходу при більш високій температурі показана на рис. 1.6 штриховою лінією.

#### 1.4. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

Напівпровідниковим діодом називається електроперетворювальний прилад з одним  $p-n$ -переходом і двома зовнішніми виводами від областей кристала з провідностями різного виду. Саме  $p-n$ -перехід визначає властивості, технічні характеристики та параметри будь-якого напівпровідникового діода. Корпус діода, в якому міститься кристал напівпровідника з  $p-n$ -переходом, а також інші конструктивні елементи для закріплення кристала в корпусі забезпечують експлуатаційні характеристики діода: стійкість при дії нагрівання, вологи, ударних та вібраційних навантажень тощо.

За конструктивно-технологічним принципом діоди, як і  $p-n$ -переходи, поділяються на площинні й точкові. Найбільш поширені площинні діоди. Точкові діоди, які мають малу ємність  $p-n$ -переходу, використовуються лише в надвисокочастотному діапазоні, але при малих струмах.

Напівпровідникові діоди знаходять широке застосування при розв'язанні схемотехнічних питань усіх напрямків промислової електроніки. Малі маси та габарити, високий опір зворотному і малий опір прямому струму, висока швидкодія дозволяють застосовувати їх практично в будь-яких виробках сучасної електронної техніки. За призначенням напівпровідникові діоди поділяють на випрямні, високочастотні та надвисокочастотні, імпульсні, опорні (стабілітрони), чотиришарові перемикаючі, фотодіоди, світлодіоди та ін.

◀ **Випрямні діоди.** Найчастіше випрямні діоди застосовують як випрямлячі змінного струму низької частоти 50—100 000 Гц. Крім цього, випрямні діоди широко використовують у схемах керування та





Оскільки  $\varphi_T$  малий, то вже при невеликому прямому струмі виконується нерівність  $\varphi_T / (i_A + I_0) \ll r_B$ , і опір діода визначається лінійним опором бази  $r_B$ . Тому при невеликому прямому струмі (приблизно  $i_F \approx 100$  мА) експоненційна залежність прямого струму переходить у лінійну, що є основною робочою ділянкою характеристики.

Основними параметрами випрямних діодів, що характеризують їх роботу у випрямних схемах, є: *середнє за період значення випрямленого струму*  $I_{FAV}$ , який може тривалий час протікати через діод за припустимого його нагрівання; *середнє за період значення прямої напруги*  $U_{FAV}$ , яке однозначно знаходять з вольт-амперної характеристики при заданому значенні  $I_{FAV}$ ; *середнє за період значення зворотного струму*  $I_{FRV}$  при заданому значенні зворотної напруги  $U_R$ ; *гранична частота*  $f_{\max}$  діапазону, в межах якого струм діода не зменшується нижче заданого значення.

Важливе значення мають також параметри граничного електричного режиму випрямного діода, а саме: *максимально допустима постійна зворотна напруга*  $U_{R\max}$ , яку довгочасно витримує діод, зберігаючи нормальну роботу; *максимально допустимий постійний прямий струм*  $I_{F(0V)}$  діода.

Випрямні діоди підрозділяють на діоди малої потужності ( $I_{FAV} \leq 0,3$  А), середньої потужності ( $0,3 \text{ А} \leq I_{FAV} \leq 10$  А) і великої потужності ( $I_{FAV} > 10$  А). Останні називають силовими і позначають буквою В.

Досить часто на практиці застосовують групове вмикання діодів. Так, при відсутності високовольтного діода можна послідовно ввімкнути

декілька низьковольтних зразків (на рис. 1.8, а показано послідовне з'єднання трьох діодів, сумарна допустима зворотна напруга яких  $3U_{R\max}$  перевищує зворотну напругу, що діє в розглянутому електричному колі. Для ліквідації нерівномірності розподілу зворотної напруги між послідовно з'єднаними діодами останні шунтують опорами  $R_{ш} = 1 \dots 10$  кОм, які забезпечують стійкий рівномірний розподіл зворотної напруги як в часі, так і зі зміною температури.

Якщо прямий струм в електричному колі перевищує значення, допустиме для одного діода, то рекомендується застосувати паралельне ввімкнення діодів (рис. 1.8, б). Однак внаслідок неідентичності прямих віток вольт-амперних характеристик випрямних діодів навіть одного типу струм, що протікає через одну з паралельних віток, може значно перевищувати струми, що протікають в інших вітках паралельного

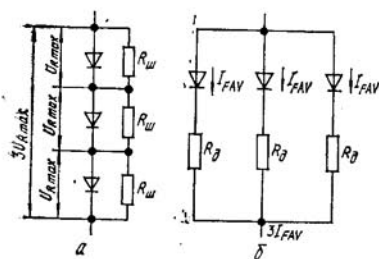


Рис. 1.8

з'єднання діодів. При цьому один з діодів перегрівається, його пробивна напруга знижується, що викликає подальший розігрів діода за рахунок збільшення зворотного струму, і діод виходить з ладу. Таким чином, паралельне з'єднання діодів допустиме лише в тому випадку, коли в кожному вітку послідовно з діодом ввімкнений додатковий опір  $R_d$ , що становить одиниці або частини ома.

У наш час серійно випускається велика номенклатура випрямних стовпів та блоків, що вміщують в одному корпусі сукупності діодів або

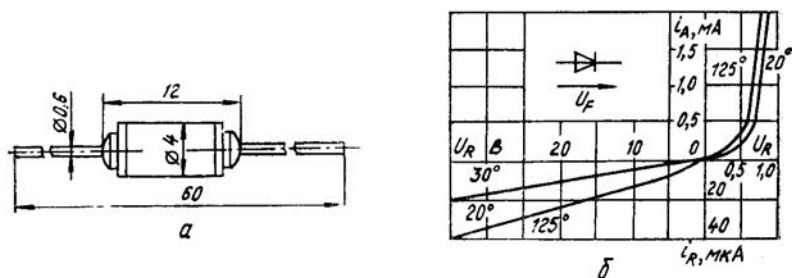


Рис. 1.9

закінчені схеми випрямлячів. Відповідним з'єднанням зовнішніх виводів можна вмикати діоди паралельно або послідовно, створювати схеми мостових однофазних і трифазних випрямлячів та ін.

**Високочастотні діоди** — це напівпровідникові прилади універсального призначення. Їх застосовують в тих самих електронних пристроях, що й випрямні діоди, однак при меншому електричному навантаженні, а також в модуляторах, детекторах, перетворювачах частоти й інших нелінійних перетворювачах електричних сигналів. Випрямлячі змінного струму, в яких використовують високочастотні діоди, працюють в широкому діапазоні частот (до кількох сотень мегагерц).

У ранніх розробках вони мали точкові  $p-n$ -переходи, в зв'язку з чим до нашого часу за ними збереглася назва точкові. Однак із впровадженням електрохімічного методу виготовлення  $p-n$ -переходів широкого застосування набули мікросплавні високочастотні напівпровідникові діоди з  $p-n$ -переходами площинного типу дуже малих розмірів. Порівняно з точковими мікросплавні діоди мають більші допустимі струми і кращі характеристики при зворотному ввімкненні.

Конструкцію типового високочастотного діода показано на рис. 1.9, а, а його умовне графічне позначення і вольт-амперну характеристику — на рис. 1.9, б. Прямі вітки вольт-амперної характеристики високочастотного діода не відрізняється від відповідної вітки характеристики випрямного діода (див. рис. 1.7, б). Однак в зворотній вітці характеристики внаслідок малої площі  $p-n$ -переходу ділянка насичення відсутня, і зворотний струм з ростом напруги рівномірно

зростає за рахунок струмів витоку і термогенерації. Постійний прямий струм точкових діодів не перевищує 50 мА, а допустима постійна зворотна напруга становить 150 В. Для мікросплавних діодів ці параметри мають більші значення.

Одним з основних параметрів високочастотних діодів є *статична ємність*  $C_d$  між зовнішніми выводами, яка визначається бар'єрною ємністю  $p$ — $n$ -переходу

$$C_d = S \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0 q N_d}{2(\varphi_K - U_R)}}, \quad (1.5)$$

де  $\epsilon$  — відносна діелектрична проникність;  $\epsilon_0$  — діелектрична проникність вакууму;  $N_d$  — концентрація домішки  $n$ -типу;  $S$  — площа  $p$ — $n$ -переходу;  $U_R$  — зворотна напруга.

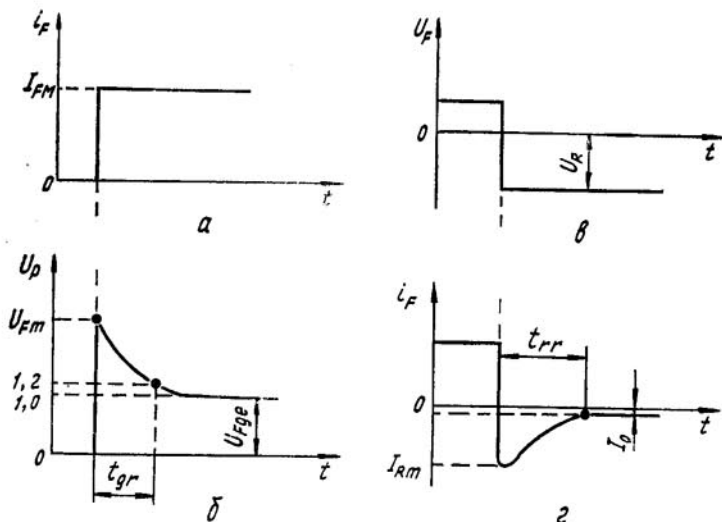


Рис. 1.10

Чим менше значення  $C_d$ , тим ширший діапазон робочих частот діода. Звичайно  $C_d \leq 1$  пФ. Інші параметри високочастотних діодів такі самі, як у випрямних.

У діапазоні підвищених частот необхідно враховувати інерційність діода, пов'язану з накопиченням заряду в області бази і емітера поблизу  $p$ — $n$ -переходу. Інерційність діода, а також ємність на дуже високих частотах роблять сумірними амплітуди прямого і зворотного струмів робочих сигналів, і діод втрачає властивість односторонньої провідності. За частотними властивостями високочастотні діоди поділяють на дві групи: 1)  $f_{\max} \leq 100$  МГц; 2)  $300$  МГц  $\leq f_{\max} \leq$

$\leq 1000$  МГц. На більш високих частотах використовують НВЧ-діоди з дуже малим радіусом точкового контакту (2—3 мкм).

**Імпульсні діоди** використовують як ключові елементи в пристроях імпульсної техніки. Конструкція імпульсних діодів та їх вольт-амперні характеристики такі, як і у високочастотних діодів (рис. 1.9). Крім високочастотних властивостей, імпульсні діоди повинні мати мінімальну тривалість перехідних процесів у момент вмикання та вимикання. Виготовляються точкові й площинні імпульсні діоди.

Після вмикання прямого струму  $I_{FM}$  (рис. 1.10, а) в базі діода поблизу  $p-n$ -переходу виникає надлишкова концентрація неосновних носіїв заряду, в результаті чого знижується прямий опір діода, а, отже, напруга на діоді  $U_{FMm}$  перевищує усталену напругу  $U_{Fgr}$  (рис. 1.10, б). Відношення  $U_{FMm}/I_{FM}$  називають найбільшим імпульсним опором  $R_{Mm}$ . Оскільки надлишковий нерівноважний заряд в базі розсмоктується за час, що не менший за час життя неосновних носіїв заряду (час, протягом якого концентрація нерівноважних носіїв заряду зменшується в  $e$  раз, для германію і кремнію він становить 10...100 нс), то напруга на діоді знижується до  $1,2 U_{Fgr}$  за кінцевий інтервал часу, який називають часом встановлення прямого опору (напруги)  $t_{gr}$ . Найбільш кардинальний спосіб зниження  $t_{gr}$  — зменшення товщини бази.

Якщо  $U_{Fgr}$  швидко змінити на зворотну  $U_R$  (рис. 1.10, в), то зворотний струм різко зростає до значення  $I_{Rm}$  (рис. 1.10, г) за рахунок того, що накопичені в базі ( $n$ -шарі) при протіканні прямого струму дірки втягуються полем  $p-n$ -переходу назад в емітер ( $p$ -шар). При цьому зворотний опір різко зменшується. В результаті подальшого процесу рекомбінації дірок з електронами, що займає кінцевий відрізок часу, концентрація дірок досягає рівноважного значення, а зворотний струм зменшується до встановленого значення  $I_0$ . Проміжок часу з моменту припинення прямого струму до моменту, коли зворотний струм досягає свого встановленого значення  $I_0$ , називають часом відновлення зворотного опору (струму  $I_0$ ) діода.

Імпульсні діоди, як і випрямні, характеризуються статичними параметрами  $I_{FAV}$  та  $I_R$ , а також параметрами граничного режиму  $I_{Fm}$  та  $U_{RM}$ . Проте основні імпульсні параметри такі:  $C_d$ ,  $t_{gr}$  та  $R_{Mm}$ , а також струм  $I_{Mm}$ , який може значно перевищувати  $I_{FAV}$ , оскільки при короткочасних (обумовлених у довіднику) імпульсах прямого струму можна не побоюватись перегріву діода. Імпульсні параметри покращуються, якщо використати при виготовленні діодів напівпровідникові матеріали з малим часом життя нерівноважних носіїв заряду. Суттєве зниження часу життя нерівноважних носіїв заряду (до 0,5—0,8 нс) досягається легуванням германію та кремнію золотом (так звані імпульсні діоди із золотою зв'язкою). При цьому також знижуються ємність  $C_d$  та зворотний струм діода.

Тепер промисловістю освоєний випуск кремнієвих діодних матриць і збірок, що об'єднують один або декілька імпульсних діодів за певною

схемою вмикання. Такі матриці і збірки можна застосовувати як окремі функціональні вузли при проектуванні імпульсних та інших схем. Вони випускаються або в пластмасовому корпусі, або без нього і призначені для використання в гібридних мікросхемах із загальною герметизацією.

**Стабілітрони** (опорні діоди) призначені для стабілізації рівня постійної напруги. Такий прилад являє собою площинний напівпровідниковий діод, на вольт-амперній характеристиці якого (рис. 1.11) є ділянка *аб* зі слабкою залежністю напруги від струму.

Якщо зворотна напруга такого діода перевищує значення  $U_{(BR)}$ , відбувається лавинний пробій *p-n*-переходу. При цьому спостерігається різке зростання зворотного струму при майже незмінному рівні зворотної напруги. Це явище використано в стабілітронах, які вмикають у коло джерела постійної напруги в зворотному напрямі. На рис. 1.11 в першому квадранті вольт-амперної характеристики показане зворотне ввімкнення стабілітрона. Якщо зворотний струм через стабілітрон не перевищує значення  $I_{st\ max}$ , то електричний пробій не призводить до псування діода протягом сотень тисяч годин.

Стабілітрони виготовляють з кремнію. Це зумовлено малим значенням зворотного струму в кремнієвих діодах, що виключає можливість їх саморозігріву і теплового пробію *p-n*-переходів.

Стабілітрони характеризуються такими основними параметрами: *напругою стабілізації*  $U_{st}$  — напругою на стабілітроні при протіканні заданого струму стабілізації, наприклад  $I_{st\ nom}$  (рис. 1.11). Крім  $I_{st\ nom}$ , вказуються також мінімальне  $I_{st\ min}$  і максимальне  $I_{st\ max}$  значення постійних струмів на ділянці стабілізації, при яких забезпечується задана надійність. Перевищення струму  $I_{st\ max}$  призводить до теплового пробію *p-n*-переходу. Мінімальний струм стабілізації  $I_{st\ min}$  обмежується величиною і нестабільністю зворотного струму в передпробійний період. Напруга стабілізації сучасних стабілітронів лежить у межах 1 — 1000 В, а значення мінімального та максимального струмів стабілізації відповідно в межах  $I_{st\ min} \approx 1 \dots 10$  мА,  $I_{st\ max} \approx 50 \dots 2000$  А;

*диференціальним опором* стабілітрона в робочій точці на ділянці стабілізації  $r_R = dU_{st}/dI_{st}$ , що визначає ступінь зміни напруги стабілізації при зміні струму через стабілітрон. На ділянці стабілізації звичайно  $r_R = 0,5 \dots 200$  Ом;

*температурним коефіцієнтом напруги* стабілізації  $\alpha_T = [dU_{st}/U_{st} \cdot dT] \cdot 100$  %, що визначається відносною зміною напруги стабілізації із зміною температури на 1 °С.

За напругою стабілізації стабілітрони поділяють на низьковольтні ( $U_{st} < 5,4$  В) та високовольтні ( $U_{st} > 5,4$  В). Рівень напруги стабілізації залежить від товщини збідненого шару *p-n*-переходу, а отже, ступеня легування кремнію домішкою. Щоб одержати низьковольтні стабілітрони, потрібно використати сильно легований кремній з ду-



же малою товщиною  $p$ — $n$ -переходів. Низьковольтну напругу в межах 0,3 ... 1 В стабілізують, використовуючи пряму вітку вольт-амперної характеристики кремнієвих діодів, що називаються стабісторами.

На різний характер пробою високовольтних і низьковольтних стабілітронів вказує знак при  $\alpha_T$ . У низьковольтних стабілітронів з підвищенням температури напруга стабілізації зменшується, у високовольтних збільшується, і  $\alpha_T$  має негативний знак.

На рис. 1.12 показана схема, що пояснює принцип роботи найпростішого стабілізатора постійної напруги. Якщо вхідна напруга стабі-

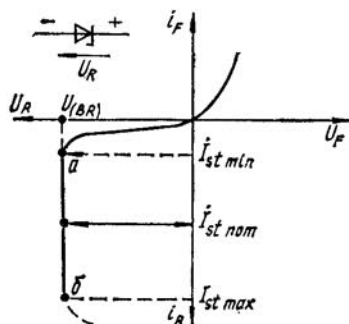


Рис. 1.11

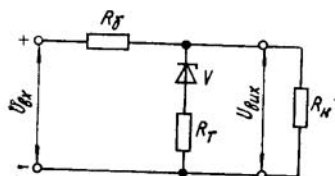


Рис. 1.12

лізатора збільшується, то це приводить до збільшення струму через стабілітрон і резистор  $R_6$  ( $R_H = \text{const}$ ). Надлишок вхідної напруги виділяється на  $R_6$ , а напруга  $U_{\text{вих}}$  — на опорі навантаження, що дорівнює  $U_{st}$  (навантаження під'єднане паралельно до стабілітрона), залишається незмінною. Із зміною опору  $R_H$  струм, що протікає через опір  $R_6$ , залишається незмінним, але змінюється розподіл струмів між стабілітроном і навантаженням, а напруга  $U_{\text{вих}}$ , як і раніше, зберігається незмінною. Для зменшення  $\alpha_T$  послідовно із стабілітроном з'єднують термозалежний опір  $R_T$ , наприклад  $p$ — $n$ -перехід, зміщений у прямому напрямі.

## 1.5. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

**Класифікація та будова транзисторів.** Біполярні транзистори є активними напівпровідниковими приладами, що забезпечують підсилення потужності електричних сигналів. Будова біполярного транзистора така. Між трьома шарами напівпровідника різної електропровідності на межі їх поділу є два  $p$ — $n$ -переходи. В залежності від характеру електропровідності зовнішніх шарів розрізняють транзистори типу  $p$ — $n$ — $p$  (рис. 1.13, а) і  $n$ — $p$ — $n$  (рис. 1.13, в). Умовні позначення транзисторів цих типів показані відповідно на рис. 1.13, б, г.

Внутрішню область монокристала транзистора, що розділяє  $p$ - $n$ -переходи, називають базою ( $B$ ). Зовнішній шар монокристала, що призначений для інжектування (впровадження) носіїв заряду в базу, називають емітером ( $E$ ), а  $p$ - $n$ -перехід П1, що примикає до емітера, — емітерним. Інший зовнішній шар, екстрагуючий (витягуючий) носії заряду з бази, називають колектором ( $C$ ), а перехід П2 — колекторним. База є електродом, що керує струмом через тран-

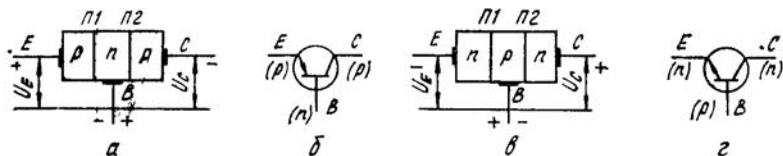


Рис. 1.13

зистор, оскільки, змінюючи напругу між базою та емітером, можна керувати густиною струму інжекції, а отже, і екстракції.

Залежно від матеріалу, застосовуваного для виготовлення транзисторів, розрізняють германієві та кремнієві транзистори, а залежно від технології виготовлення — сплавні, вирощувані, дифузійні, епітаксійні та планарні. У виробництві дискретних транзисторів звичайно застосовується епітаксійно-планарна та мезапланарна технології, а у виробництві транзисторів інтегральних мікросхем — епітаксійно-планарна.

Класифікаційні ознаки транзисторів за потужністю та частотним діапазоном відображені в третьому елементі їх позначення, що зображує тризначний номер. Перший елемент позначення (цифра або буква) вказує на вихідний матеріал напівпровідника: 1 або Г — германій, 2 або К — кремній. Другим елементом позначення для всіх транзисторів є буква Т, за винятком польових, що позначаються буквою П. Четвертий елемент позначення (буква) вказує на різновидність транзистора даного типу. Наприклад, ГТ905А — германієвий потужний високо частотний транзистор, різновидність типу А.

Якщо емітерний перехід зміщений напругою  $U_E$  в прямому напрямі, а колекторний перехід напругою  $U_C$  — в зворотному (рис. 1.13, а, в), то ввімкнення транзистора називають нормальним. Змінивши полярність напруг  $U_E$  та  $U_C$ , одержуємо інверсне ввімкнення.

**Фізичні процеси в транзисторі.** Основні процеси, що відбуваються в біполярному транзисторі, розглянемо на прикладі транзистора  $p$ - $n$ - $p$ -типу за однією з можливих схем його вмикання (рис. 1.14, а).

При відсутності зовнішніх напруг ( $U_E = U_C = 0$ ) поля в  $p$ - $n$ -переходах створюються лише об'ємними зарядами іонів, і усталені потенціальні бар'єри обох переходів  $\phi_{ке} = \phi_{кк} = \phi_k$ , що показано на графіку розподілу електростатичного потенціалу (рис. 1.14, б) штриховими лініями, підтримують динамічну рівновагу, а струми че-

рез переходи відсутні. При цьому в найбільш поширених бездрейфових транзисторах, що мають рівномірну концентрацію домішки в базі, електричне поле в останній відсутнє, і  $\phi_K = \text{const}$  по всій товщині бази  $W_6$ .

При наявності  $U_E$  та  $U_C$ , що визначаються відповідно джерелами  $E_E$  та  $E_C$ , відбувається перерозподіл електричних потенціалів переходів (суцільна лінія, рис. 1.14, б). При вказаній на рис. 1.14, а полярності джерел зміщення (нормальне ввімкнення) створюються умови для інжектування дірок з емітера в базу і переміщення електронів з бази в емітер. Оскільки концентрація електронів у базі в багато разів менша, ніж концентрація дірок у шарі емітера, то зустрічний потік електронів значно менший. Тому при зустрічному переміщенні дірок та електронів відбувається лише їх часткова рекомбінація, а надлишок дірок упроводжується в базу, створюючи струм емітера  $I_E$ .

В результаті інжекції дірок у базу, де вони є неосновними носіями, в останній виникає градієнт (перепад) концентрації дірок, що приводить до їх дифузійного переміщення у всіх напрямках, в тому числі до колекторного  $p$ — $n$ -переходу. Дрейф неосновних носіїв до колектора відіграє другорядну роль, оскільки  $\Delta\phi_K = 0$ . При переміщенні неосновних носіїв через базу їх концентрація зменшується внаслідок рекомбінації з електронами, що надходять в базове коло від джерела  $E_E$ . Потік цих електронів створює базовий струм  $I_B$ .

Оскільки зменшення концентрації неосновних носіїв  $dn$  за час  $dt$  пропорційне концентрації  $n$ , то з врахуванням коефіцієнта пропорційності  $k$  можна записати

$$dn = -kndt.$$

Після приведення одержаного виразу до вигляду  $dn/n = -kdt$  та його інтегрування маємо

$$n = Ce^{-kt}, \quad (1.6)$$

де  $C$  — стала інтегрування.

В момент  $t = 0$  концентрація неосновних носіїв дорівнює початковій концентрації  $n_0$  і згідно з рівнянням (1.6)  $C = n_0$ . Запроваджуючи також  $k = 1/\tau$ , одержуємо

$$n = n_0 e^{-t/\tau}. \quad (1.7)$$

Величину  $\tau$  в рівнянні (1.7) називають часом життя неосновних носіїв, що являє собою інтервал часу, протягом якого концентрація не-

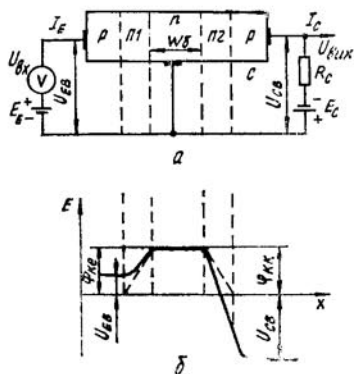


Рис. 1.14

основних носіїв у базі зменшується в  $e$  раз. Оскільки товщина бази сучасних транзисторів становить одиниці мікрометрів, то середній час пробігу неосновних носіїв через базу значно менший за час їх життя. В цих умовах більша частина дірок досягає колекторного  $p-n$ -переходу і захоплюється його полем, рекомбінуючи з електронами, що надходять від джерела живлення  $E_C$ . При цьому в колекторному колі протікає струм  $I_C$ , замикаючи загальне коло струму. Таким чином, для струмів транзистора справедливе співвідношення

$$I_E = I_B + I_C. \quad (1.8)$$

Перенесення струму з емітерного кола в колекторне характеризується коефіцієнтом передачі струму біполярного транзистора в схемі з загальною базою

$$h_{21B} = \left( \frac{\partial I_C}{\partial I_E} \right)_{U_{CB}=\text{const}} \approx \left( \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \right)_{U_{CB}=\text{const}} = \frac{I_C}{I_E}, \quad (1.9)$$

який у сучасних транзисторах досягає значення 0,95...0,99 і більше, не перевищуючи, однак, одиниці. Тому  $I_B \approx (0,05 - 0,01) I_E$  та  $I_C \approx (0,95 - 0,99) I_E$ . З врахуванням (1.9) зв'язок між струмами транзистора визначається співвідношеннями

$$I_C = h_{21B} I_E; \quad (1.10)$$

$$I_B = I_E - I_C = (1 - h_{21B}) I_E. \quad (1.11)$$

У формулах (1.9) — (1.11)  $I_E$ ,  $I_B$ ,  $I_C$  — амплітудні значення струмів.

Якщо напругу в колі емітера змінювати в часі за законом зміни вхідного сигналу  $U_{вх}$ , то за тим самим законом будуть змінюватися всі струми транзистора, а отже, і напруга на опорі  $R_C$  навантаження.

Таким чином, зміна струму вхідного кола викликає відповідну зміну струму у вихідному колі (див. (1.10)). Оскільки емітерний  $p-n$ -перехід ввімкнений у пряму напрямі, а колекторний — у зворотному, вхідна напруга впливає на колекторний струм значно сильніше, ніж вихідна. На цій властивості і ґрунтується підсилювальна дія транзистора. Змінні складові струмів і напруг зв'язані такими співвідношеннями:

$$U_{вх} = I_E R_{вх}; \quad U_{вих} = I_C R_C = h_{21B} I_E R_C,$$

де  $R_{вх}$  — вхідний опір транзистора.

Хоча коефіцієнт передачі струму  $h_{21B}$  менший за одиницю, коефіцієнти підсилення за напругою  $K_{нU}$  та за потужністю  $K_{нP}$  можуть досягати великих значень. Справа в тому, що при прямому ввімкненні емітерного переходу вхідний опір транзистора змінному струму становить десятки ом, а опір колекторного переходу при зворотному

вмикненні досягає сотень кілоом. Тому вмикання у вихідне коло опору  $R_C$  у кілька десятків кілоом не змінює порядку загального опору колекторного кола. При цьому  $R_C \gg R_{вх}$ . Тоді коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_{пU} = U_{вих}/U_{вх} = I_C R_C / I_E R_{вх} = h_{21B} R_C / R_{вх} \gg 1, \quad (1.12)$$

і коефіцієнт підсилення за потужністю

$$K_{пP} = P_{вих}/P_{вх} = I_C^2 R_C / I_E^2 R_{вх} = h_{21B}^2 R_C / R_{вх} \gg 1. \quad (1.13)$$

Принцип роботи транзистора  $n-p-n$ -типу і транзистора  $p-n-p$ -типу відрізняється тим, що напруги, прикладені до першо-

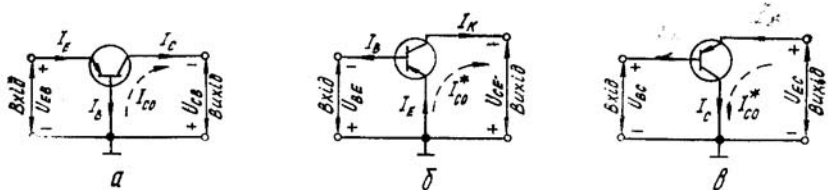


Рис. 1.15

го для його нормального вмикання, мають протилежну полярність і неосновними носіями зарядів в базі є вільні електрони. Теоретичний аналіз та аналітичні вирази (1.6)—(1.13) аналогічні для обох типів транзисторів.

**Статичний режим роботи біполярних транзисторів.** Як елемент електричного кола транзистор використовують звичайно таким чином, що один з його електродів є входним, а другий — вихідним. Третій електрод є загальним відносно входу і виходу. В коло входного електрода вмикають джерело входного сигналу, а в коло вихідного — опір навантаження. В залежності від того, який електрод є загальним, розрізняють три схеми вмикання транзисторів: із загальною базою (ЗБ), загальним емітером (ЗЕ) і загальним колектором (ЗК) (рис. 1.15). При цьому кожна схема характеризується двома сім'ями статичних характеристик, які визначають співвідношення між струмами в колах електродів транзисторів і напругами, що прикладені до цих електродів. Такими характеристиками є: входні

$$I_{вх} = \varphi(U_{вх})_{U_{вих}=\text{const}} \text{ та вихідні } I_{вих} = \varphi(U_{вих})_{I_{вх}=\text{const}}.$$

Схема ЗБ, загальним електродам якої для входного і вихідного кіл є база транзистора (рис. 1.15, а), використовується для підсилення напруги і потужності. Однак ця схема не підсилює струму, оскільки вхідним струмом є струм емітера  $I_E$ , а вихідним — струм колектора  $I_C$  і згідно з виразом (1.8)  $I_C = I_E - I_B < I_E$ . Зв'язок між входним і вихідним струмами визначається рівнянням (1.10).

При розімкнутому колі емітера ( $I_E = 0$ ) в колі колектор-база протікає тепловий некерований струм колекторного  $p$ — $n$ -переходу, зміщеного в зворотному напрямі. Його називають зворотним струмом колектора  $I_{C0}$ . Тому повний вираз для струму колектора з урахуванням рівняння (1.10) має вигляд

$$I_C = h_{21B} I_E + I_{C0}. \quad (1.14)$$

У схемі ЗЕ, яка застосовується найбільш часто, вхідним є струм бази, вихідним — струм колектора, а емітер є загальним електродом для вхідного і вихідного кіл транзистора (рис. 1.15, б). Як і для схеми ЗБ, коефіцієнт передачі струму в схемі ЗЕ (коефіцієнт передачі струму бази) визначається відношенням вихідного струму до вхідного:

$$h_{21E} = (\partial I_C / \partial I_B)_{U_{CE} = \text{const}} \approx I_C / I_B. \quad (1.15)$$

Підставивши в формулу (1.15) значення струму бази  $I_B = I_E - I_C$  і розділивши чисельник та знаменник на  $I_E$ , одержимо

$$h_{21E} = h_{21B} / (1 - h_{21B}). \quad (1.16)$$

При зміні  $h_{21B}$  від 0,95 до 0,99 коефіцієнт  $h_{21E}$  змінюється в межах 20—100. Отже, схема ЗЕ дає значне підсилення за струмом. Оскільки ця схема дає також підсилення напруги, то підсилення потужності даної схеми значно більше, ніж у схемі ЗБ.

Підставивши в формулу (1.14) значення струму емітера  $I_E = I_C + I_B$ , для струму колектора одержимо

$$I_C = [h_{21B} / (1 - h_{21B})] I_B + I_{C0} / (1 - h_{21B}). \quad (1.17)$$

Другий член у правій частині рівняння (1.17) являє собою наскрізний тепловий струм колектора  $I_{C0}^*$  при розімкнутому колі бази ( $I_B = 0$ ) аналогічно струму  $I_{C0}$  у схемі ЗБ при  $I_E = 0$ , тобто

$$I_{C0}^* = I_{C0} / (1 - h_{21B}) = I_{C0} [1 + h_{21B} / (1 - h_{21B})] = I_{C0} (h_{21E} + 1), \quad (1.18)$$

Загальний струм колектора з урахування (1.16) та (1.18) визначається з виразу (1.17):

$$I_C = h_{21E} I_B + I_{C0} (h_{21E} + 1) = h_{21E} I_B + I_{C0}^*. \quad (1.19)$$

Сім'я вхідних характеристик транзистора для схеми ЗЕ  $I_B = \varphi(U_{BE})_{U_{CE} = \text{const}}$  показана на рис. 1.16, а. При  $U_{CE} = 0$  вольт-амперна характеристика аналогічна прямій вітці характеристики діода. Зі збільшенням напруги на базі базовий струм експоненціально збільшується, переходячи в лінійну залежність при порівняно невеликому струмі бази.

Вихідні характеристики транзистора для схеми ЗЕ відображують



залежність  $I_C = \varphi(U_{CE})_{I_B=\text{const}}$  (рис. 1.16, б) і описуються співвідношенням (1.19). При малих напругах на колекторі 0,2—0,3 В струм колектора не залежить від струму бази, а характеристики зливаються в одну лінію (область насичення). При  $I_B = 0$   $I_C = I_{C0}$ . Зі збільшенням вхідного струму бази згідно з рівнянням (1.19) збільшується струм колектора, тому при  $I_B > 0$  криві зміщуються вгору від характеристики  $I_{C0}$ . Як видно з графіка, струм  $I_C$  при  $U_{CE} > 0,2—0,3$  В слабо зростає з підвищенням напруги  $U_{CE}$ . Це

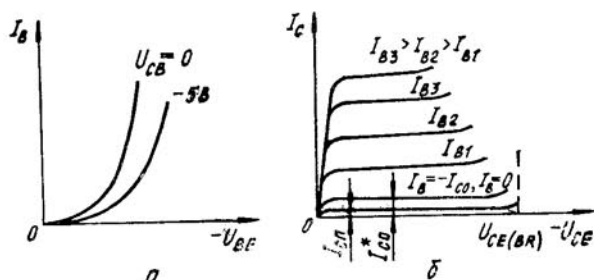


Рис. 1.16

свідчить про дифузійний характер переміщення неосновних носіїв заряду через базу, що не залежить від електричного поля колектора. При  $U_{CE} = U_{CE(BR)}$  відбувається пробій колекторного переходу і колекторний струм різко зростає. Такий режим роботи транзистора є неприпустимим.

У схемі ЗК транзистора (див. рис. 1.15, в) вхідним струмом, як і для схеми з ЗЕ, є струм бази  $I_B$ , а вихідним — струм емітера  $I_E$ . Коefіцієнт передачі струму в цій схемі

$$h_{21C} = (\partial I_E / \partial I_B)_{U_{EC}=\text{const}} = I_E / I_B = I_E / (I_E - I_C) = \frac{1}{1 - h_{21B}} = h_{21E} + 1 \quad (1.19a)$$

дещо більший ніж у схемі ЗЕ. Схема ЗК підсилює також потужність. Оскільки  $I_E \approx I_C$ , для графічного аналізу схеми ЗК використовують сім'ю статичних характеристик схеми ЗЕ.

Характеристиками транзистора користуються для визначення режимів роботи транзисторних каскадів за будь-якою схемою ввімкнення, а також для графічного аналізу цих каскадів при великих сигналах. Для аналітичного розрахунку транзисторних каскадів застосовують лінійні еквівалентні схеми транзисторів, які відображають структурний зв'язок малосигнальних параметрів транзистора в режимі змінного струму.

Еквівалентні схеми транзистора підрозділяють на дві групи: еквівалентні схеми, побудовані з урахуванням фізичних властивостей

транзистора, його структури і геометрії (моделі транзистора), і еквівалентні схеми, що відображають властивості транзистора як активного лінійного чотириполіусника (формальні еквівалентні схеми). Перші характеризуються фізичними (внутрішніми) параметрами транзистора, останні — параметрами транзистора як чотириполіусника (характеристичними параметрами).

Еквівалентна схема, що вміщує в собі фізичні параметри транзистора, може бути складена для будь-якої схеми його вмикання: ЗБ, ЗЕ, ЗК. На рис. 1.17, а показано спрощену, так звану Т-подібну еквівалентну схему транзистора з емітерним керуванням (рис. 1.15, а).

Емітерний перехід, зміщений у прямому напрямі, зображено в еквівалентній схемі диференційним опором переходу

$$r_E = (\partial U_{EB} / \partial I_E)_{U_{CB} = \text{const}} = 0,026 / I_E, \quad (1.20)$$

який при зміні емітерного струму в межах одиниць або десятків міліампер складає одиниці або десятки омів.

Коло бази транзистора зображено в еквівалентній схемі об'ємним активним опором бази  $r_B$ , що становить сотні ом. Процес незначного росту колекторного струму  $I_C$  зі збільшенням напруги на колекторі  $U_{CB}$  відтворений в еквівалентній схемі диференційним колекторним опором  $r_C$ , що визначається співвідношенням

$$r_C = (\partial U_{CB} / \partial I_C)_{I_E = \text{const}} \quad (1.21)$$

і становить звичайно сотні кілоомів.

Перенесення струму з емітерного кола в колекторне враховане введенням еквівалентного джерела струму з коефіцієнтом передачі струму емітера  $h_{21B}$ . Напрямок струму джерела  $h_{21B} I_E$  збігається з напрямом струму емітера.

Бар'єрна ємність  $C_C = C_0$  колекторного переходу, що визначається рівнянням (1.5) і під'єднана паралельно активному опору  $r_C$ , призводить до збільшення провідності цього паралельного з'єднання. Тому зі збільшенням частоти змінного сигналу зменшується частина змінного струму  $I_C$ , який надходить у зовнішнє навантаження (зменшується  $h_{21B}$ ). Таким чином, кінцева швидкість руху неосновних носіїв заряду через базу і ємність  $C_C$  обумовлює фазові зсуви між струмами на вході і виході транзистора, а отже, комплексний характер коефіцієнта передачі струму  $h_{21B}$  і зниження його модуля зі збільшенням частоти. Для покращання частотних властивостей транзистора зменшують товщину бази (зменшується час переміщення неосновних носіїв через базу) і ємність  $C_C$ .

Т-подібну еквівалентну схему транзистора з фізичними параметрами (рис. 1.17, б) для схеми вмикання транзистора ЗЕ (див. рис. 1.15, б) можна одержати із схеми (рис. 1.17, а), ввівши еквівалентне джерело струму  $h_{21E} I_B$ , що характеризує передавання струму

з базового кола в колекторне з коефіцієнтом передачі струму бази  $h_{21E}$ . Однак при  $I_B = \text{const}$  зміни колекторного струму такі самі, як і зміни емітерного струму, що в  $(h_{21E} + 1)$  разів більші відповідних змін струму бази. Тому паралельно генератору струму  $h_{21E}I_B$  слід ввімкнути опір  $r'_C = r_C(h_{21E} + 1)$  та ємність  $C'_C = C_C(h_{21E} + 1)$ .

Характеристичні параметри транзистора можна знайти, якщо формально уявити транзистор у вигляді активного лінійного чотири-

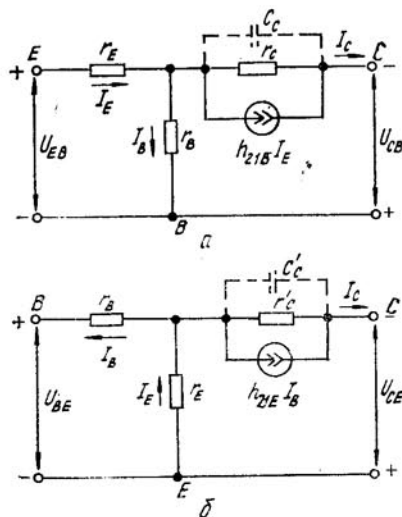


Рис. 1.17

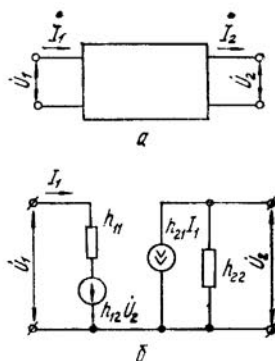


Рис. 1.18

полюсника (рис. 1.18, а) з вхідним струмом  $I_1$  і напругою  $U_1$  та вихідним струмом  $I_2$  і напругою  $U_2$ . Якщо будь-які дві з цих чотирьох величин вважати незалежними, то дві інші можна знайти з відповідних рівнянь, в які, крім вказаних величин, входять так звані характеристичні параметри.

На практиці найбільше поширена так звана система  $h$ -параметрів, в якій за незалежні змінні вибрано вхідний струм  $I_1$  та вихідну напругу  $U_2$ . Струми та напруги при малих амплітудах змінних складових в цій системі зв'язані такими рівняннями:

$$\dot{U}_1 = h_{11}\dot{I}_1 + h_{12}\dot{U}_2; \quad \dot{I}_2 = h_{21}\dot{I}_1 + h_{22}\dot{U}_2, \quad (1.22)$$

де  $h_{11}$  — вхідний опір транзистора при короткозамкненому вихідному колі ( $\dot{U}_2 = 0$ ), Ом;  $h_{12}$  — безрозмірний коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою при розімкненому вхідному колі ( $\dot{I}_1 = 0$ );  $h_{21}$  — безрозмірний коефіцієнт передачі струму при короткозамкненому вихідному колі ( $\dot{U}_2 = 0$ ) і  $h_{22}$  — вихідна провідність транзистора при розімкненому вхідному колі ( $\dot{I}_1 = 0$ ), См.

Еквівалентна схема транзистора, що відповідає системі  $h$ -параметрів, показана на рис. 1.18, б.

Між характеристичними та внутрішніми параметрами транзистора для кожної схеми вмикання існує певний зв'язок.

**Біполярний транзистор в динамічному режимі.** В практичних пристроях промислової електроніки найбільшого поширення набула схема ЗЕ, що має найбільше підсилення потужності. При цьому в коло вихідного електрода транзистора вмикається опір навантаження  $R_C$ , а в коло вхідного електрода — джерело вхідного сигналу з електро-

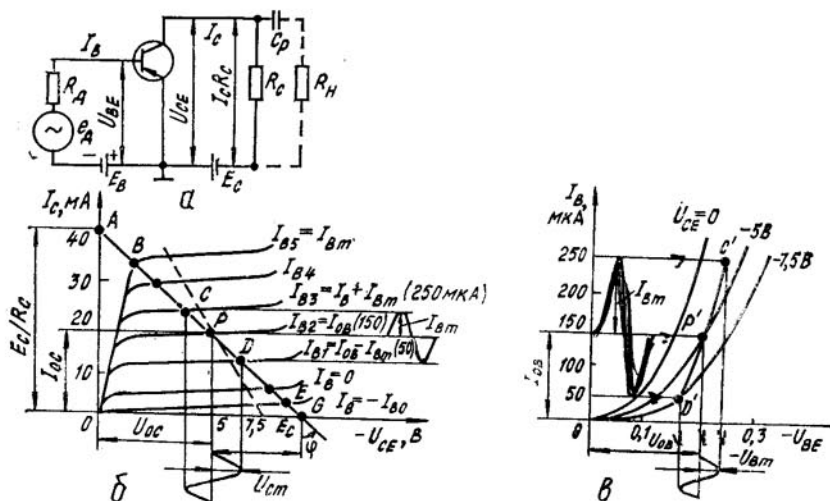


Рис. 1.19

рушійною силою  $e_d$  (рис. 1.19, а). Лише при наявності опору навантаження можливий процес підсилення напруги і потужності вхідного сигналу.

В схемі на рис. 1.19, а зміни колекторного струму транзистора залежать не лише від змін базового струму, а й від змін напруги на колекторі

$$U_{CE} = E_C - I_C R_C, \quad (1.23)$$

яка, в свою чергу, визначається змінами як базового, так і колекторного струмів. Таким чином, одночасно змінюються всі струми і напруги в транзисторі. Такий режим роботи транзистора називають динамічним, а характеристики, що визначають зв'язок між струмами і напругами транзистора при наявності опору навантаження, динамічними характеристиками.

Динамічні характеристики будують на сім'ї статичних характеристик за заданими значеннями напруги джерела живлення колек-

торного кола  $E_C$  та спору навантаження  $R_C$ . Для побудови вихідної динамічної характеристики (рис. 1.19, б) використовують рівняння динамічного режиму (1.23), яке являє собою рівняння прямої, оскільки при змінній величині  $I_C$  стоїть сталий коефіцієнт, що дорівнює чисельно  $R_C$ . Тому достатньо знайти відрізки, що відсікаються прямою на осях координатної системи ( $I_C$ ,  $U_{CE}$ ).

Якщо  $I_C = 0$ , то  $U_{CE} = E_C$  і при  $U_{CE} = 0$   $I_C = E_C/R_C$ . Відклавши на відповідних осях напругу, що дорівнює  $E_C$ , і струм, що дорівнює  $E_C/R_C$ , через одержані точки проводять пряму  $AG$ , яку називають лінією навантаження. Вихідна динамічна характеристика є геометричним місцем точок перетину лінії навантаження зі статичними характеристиками. Використовуючи динамічну колекторну характеристику, можна для будь-якого значення колекторного струму знайти відповідні значення напруги на колекторі та струму у вхідному колі  $I_B$ . Лінію навантаження можна побудувати також, якщо з точки  $G$  провести пряму лінію під кутом  $\psi = \arctg R_C$ .

Для визначення напруги на базі транзистора  $U_{BE}$  (вхідної напруги) будують вхідну динамічну характеристику простим перенесенням точок  $I_B$ ,  $U_{CE}$  з вихідної динамічної характеристики на сім'ю статичних вхідних характеристик (рис. 1.19, в). Значення відповідних базових напруг визначаються абсцисами цих точок (на рис. 1.19, в зображено лише ділянки  $C'D'$  вхідної динамічної характеристики).

Точку перетину лінії навантаження зі статичною характеристикою при заданому струмі  $I_{B2} = I_{0B}$ , що визначається джерелом зміщення  $E_B$ , називають *робочою точкою*, а її початкове положення на лінії навантаження (за відсутності вхідного змінного сигналу) — *точкою спокою*  $p$ . Точка спокою визначає струм спокою вихідного кола  $I_{0C}$  та напругу спокою  $U_{0C}$ . При цьому рівняння динамічного режиму має вигляд

$$U_{0C} = E_C - I_{0C}R_C.$$

Місцезнаходження точки спокою визначається призначенням схеми, в якій використовується транзистор, значенням та формою вхідного сигналу і т. д. Якщо, наприклад, вхідний сигнал симетричний (на рис. 1.19 показаний такий сигнал синусоїдальної форми) з амплітудою вхідної напруги  $U_{Bm}$  та амплітудою вхідного струму  $I_{Bm}$ , то точку спокою  $p$  вибирають приблизно посередині лінії навантаження. При цьому в колекторному колі протікає струм з амплітудою  $I_{Cm}$ , а на колекторі виділяється напруга з амплітудою  $U_{Cm}$ .

Якщо в вихідне коло транзистора ввімкнути зовнішнє навантаження (на рис. 1.19. а це коло показане пунктирною лінією), то, очевидно, що загальним опором колекторного навантаження змінному струмові буде опір  $R'_n = R_C R_n / (R_C + R_n)$ , і динамічну характеристику змінного струму слід провести через точку спокою під кутом  $\psi' = \arctg R'_n$  (пунктирна лінія на рис. 1.19, б).

Режим роботи транзистора, за якого робоча точка не виходить за межі ділянки  $BF$  лінії навантаження, називають лінійним, або підсилювальним режимом. При цьому зі зміною вхідного (базового) струму пропорційно змінюється вихідний (колекторний) струм.

Біполярні транзистори широко використовують у пристроях підсилення, генерації та перетворення електричних сигналів як безперервної, так і імпульсної дії. Вони є також основою інтегральних мікросхем.

## 1.6. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

На відміну від біполярних польові транзистори є уніполярними напівпровідниковими приладами, оскільки протікання в них струму обумовлено дрейфом носіїв заряду одного знака в поздовжньому електричному полі через керований канал  $p$ - або  $n$ -типу. Керування струмом через прилад здійснюється поперечним електричним полем (а не струмом, як в біполярних транзисторах), про що свідчить сам термін «польові транзистори». Таким чином, принцип роботи польового транзистора в загальних рисах ґрунтується на тому, що зміна напруженості поперечного електричного поля змінює провідність каналу, по якому протікає струм вихідного кола.

У пристроях промислової електроніки застосовуються дві різновидності польових транзисторів: із затвором у вигляді  $p$ — $n$ -перехо-

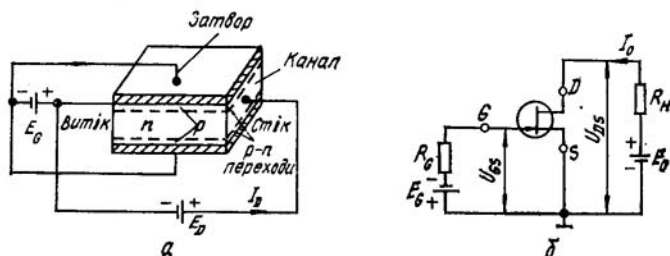


Рис. 1.20

ду та з ізолюваним затвором. Принцип роботи, характеристики та параметри обох різновидів однакові.

**Польові транзистори з керуючим  $p$ — $n$ -переходом.** Розглянемо принцип роботи польового транзистора площинної конструкції з затвором у вигляді  $p$ — $n$ -переходу (рис. 1.20, а), схема ввімкнення якого із загальним витоком показана на рис. 1.20, б.

Прилад складається з пластини кремнію з електропровідністю  $n$ -типу, що являє собою канал польового транзистора, до торців якої приєднані два металічних контакти, що називаються витік і стік. По-



слідовно до цих електродів подається напруга джерела живлення  $E_D$  і опір навантаження. Напруга джерела живлення має таку полярність, щоб потік основних носіїв заряду (в каналі  $n$ -типу електронів) переміщувався від витoku до стоку. На протилежні грані пластини введені акцепторні домішки, що перетворюють поверхневі шари її в області напівпровідника  $p$ -типу. З'єднані електрично разом, ці шари створюють єдиний електрод, який називають затвором. При цьому між каналом та затвором створюються два  $p$ — $n$ -переходи.

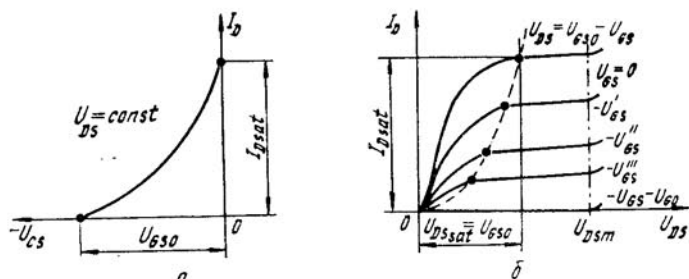


Рис. 1.21

Провідність каналу визначається його перерізом. Змінюючи напругу на затворі  $U_{DS}$ , що зміщує при вказаній на рис. 1.20,  $a$  полярності джерела  $E_D$  переходи в зворотному напрямі, можна змінювати переріз каналу (за рахунок розширення або звуження збіднених шарів переходів), а отже, опір каналу та протікаючий через нього струм. При  $U_{GS} = 0$  струм стоку  $I_D$  в каналі має максимальне значення  $I_{Dsat}$  (струм стоку насичення, рис. 1.21,  $a$ ), оскільки переріз каналу максимальний. При збільшенні зворотної напруги  $U_{GS}$  збіднені шари  $p$ — $n$ -переходів розширюються, зменшуючи переріз каналу, через який протікає струм між витокom та стоком. При напрузі відсікання  $U_{GS0}$  переріз каналу зменшується практично до нуля, і струм  $I_D$  припиняється. При цьому витік і стік ізолювані один від одного. Розглянуті процеси ілюструє стокзатворна характеристика  $I_D = \varphi(U_{GS})_{U_{DS}=\text{const}}$  (рис. 1.21,  $a$ ). Таким чином, керування струмом стоку (основного кола) майже безструмне, оскільки на затвір подається зворотна напруга і через нього протікає лише зворотний струм  $p$ — $n$ -переходу.

На рис. 1.21,  $b$  показана сім'я стоквих вихідних характеристик  $I_D = \varphi(U_{DS})_{U_{GS}=\text{const}}$ . Розглянемо характеристику сім'ї при напрузі на затворі  $U_{GS} = 0$ . При подачі на стік позитивної відносно витoku напруги (рис. 1.21,  $b$ ) і її збільшенні струм стоку зростає за нелінійним законом. Нелінійний характер струму стоку пояснюється тим, що із зростанням напруги  $U_{DS}$ , яка зміщує  $p$ — $n$ -переходи також в зворотному напрямі, переріз каналу зменшується, причому

тим більше, чим ближче до стоку, оскільки спад напруги в каналі за рахунок струму стоку росте від  $U_{DS}(0) = 0$  на витoku до  $U_{DS}$  на стоку. При цьому провідність каналу зменшується і зростання струму сповільнюється. Коли напруга на стоку досягає рівня так званої напруги насичення  $U_{DS} = U_{DSsat}$ , відбувається повне перекриття збідненими шарами каналу на стоку (у витoku переріз каналу залишається попереднім, оскільки  $U_{DS}(0) = 0$ ). При цьому подальше збільшення  $U_{DS}$  приводить до слабого збільшення струму стоку, оскільки одночасно збільшується опір каналу, а струм стоку досягає значення струму насичення  $I_{DSat}$ . Очевидно, що при  $U_{GS} = 0$   $U_{DSsat} = U_{GS0}$ . Режим пологої ділянки вольт-амперної характеристики називають режимом насичення.

За умови  $|U_{GS}| > 0$  під дією двох напруг  $U_{GS}$  та  $U_{DS}$  розширюються збіднені шари і зменшується переріз каналу, напруга насичення зменшується і для будь-якого значення напруги на затворі  $U_{GS}$  становить

$$U_{DSsat} = U_{GS0} - U_{GS}.$$

Зі зменшенням напруги  $U_{DSsat}$  зменшується також струм насичення  $I_{DSat}$  стоку. В робочому режимі використовують пологі ділянки вихідних характеристик. За умови великих напруг на стоку настає пробій структури. Тому в робочому режимі перевищення максимально допустимої напруги стоку неприпустиме.

Основні параметри польового транзистора такі:  
*крутість характеристики керування*

$$S = \partial I_D / \partial U_{GS} |_{U_{DS}=\text{const}} \approx (\Delta I_D / \Delta U_{DS}) |_{U_{DS}=\text{const}},$$

що характеризує підсилювальні властивості приладу. Числові значення цього параметра становлять 0,1 ... 10 мА/В;  
*внутрішній опір транзистора*

$$R_i = (\partial U_{DS} / \partial I_D) |_{U_{GS}=\text{const}} \approx (\Delta U_{DS} / \Delta I_D) |_{U_{GS}=\text{const}}.$$

Оскільки на пологих ділянках вихідних характеристик (ділянка насичення) струм стоку змінюється дуже мало, то цей параметр має значення сотень кілоом — одиниць мегаом;

*вхідний опір*

$$R_{bx} = (\partial U_{GS} / \partial I_G) |_{U_{DS}=\text{const}} \approx (\Delta U_{GS} / \Delta I_G) |_{U_{DS}=\text{const}}.$$

Він являє собою диференційний опір  $p$ — $n$ -переходу, зміщеного в зворотному напрямі. Оскільки струм затвору  $I_G$  визначається зворотним струмом переходу, то вхідний опір польових транзисторів дуже великий:  $10^6$  ...  $10^9$  Ом.

Крім вказаних параметрів, польові транзистори характеризуються граничною частотою  $f_s$ , на якій модуль крутизни характеристики керування зменшується в  $1/\sqrt{2}$  раз, вхідною  $C_{GS}$ , прохідною  $C_{GD}$  та

вихідною  $C_{DS}$  ємностями, а також допустимою потужністю розсіювання  $P_m$ . Слід зазначити, що параметри польових транзисторів, як і інших напівпровідникових приладів, залежать від режиму роботи, температури, а також від геометрії елементів структури.

**Польові транзистори з ізолюваним затвором.** На відміну від польових транзисторів із затвором у вигляді  $p-n$ -переходу у польових транзисторів з ізолюваним затвором між металічним затвором і областю напівпровідника є шар діелектрика (МДН-транзистори). Оскільки як діелектрик звичайно використовують двооксид кремнію



Рис. 1.22

$SiO_2$ , то транзистори із структурою метал—оксид—напівпровідник називають МОН-транзисторами. В них підкладку роблять із слаблегуюваної кремнієвої напівпровідникової пластинки, яка має провідність  $n$ - або  $p$ -типу. Є дві різновидності МОН-транзисторів: із вбудованим (рис. 1.22, а) та наведеним (рис. 1.22, б) каналами.

В процесі окислення на поверхні пластинки створюється тонкий  $0,2-0,3$  мкм шар двооксиду кремнію. Через отвори в діелектрику в тілі підкладки створюються дві сильнолеговані області, що мають провідність протилежного типу по відношенню до провідності підкладки (в даному випадку  $n^+$ -типу). Домішка через отвори вводиться методом дифузії. Одержані сильнолеговані області обладнуються зовнішніми виводами і використовуються як витік  $S$  та стік  $D$ , віддалі між якими порядку  $5 \dots 10$  мкм. Контакти електродів виготовляють технологічними методами, що запобігають ефекту випрямлення у переходах. Над шаром двооксиду кремнію між витоком і стоком наносять металічний шар, від якого зроблено вивід, що використовується як затвор  $G$ . Діелектрик між затвором і вбудованим або наведеним каналами в МОН-транзисторі знімає обмеження на полярність напруги на затворі, характерне для польових транзисторів з керуючим  $p-n$ -переходом. Підкладка в робочому режимі з'єднується, як правило, з витоком, однак може бути використана як додатковий керуючий електрод.

Тонкий поверхневий канал для струму основних носіїв заряду між витоком і стоком в МОН-транзисторі з вбудованим каналом (рис. 1.22, а) створюється штучно або виникає природно в результаті контактних явищ на межі напівпровідника з діелектриком. Тип провідності каналу збігається з типом провідності витоку і стоку. За наявності напруги між витоком і стоком струм у колі стоку (каналу)  $I_D$

буде протікати навіть при нульовому зміщенні на затворі  $U_{GS} = 0$  (див. стокзатворну та вихідну вольт-амперні характеристики, рис. 1.23, а, б). Якщо до затвору відносно витoku і підкладки прикласти від'ємну напругу, то дірки з підкладки втягуватимуться в канал, а електрони виштовхуватимуться. Провідність каналу, що позбавлений частини основних носіїв, зменшується, в результаті чого знижується струм стоку (режим збіднення). За  $U_{GS} = U_{GS0}$  природний канал виникає, і струм стоку дорівнює нулю (рис. 1.23, а). Позитивне зміщен-

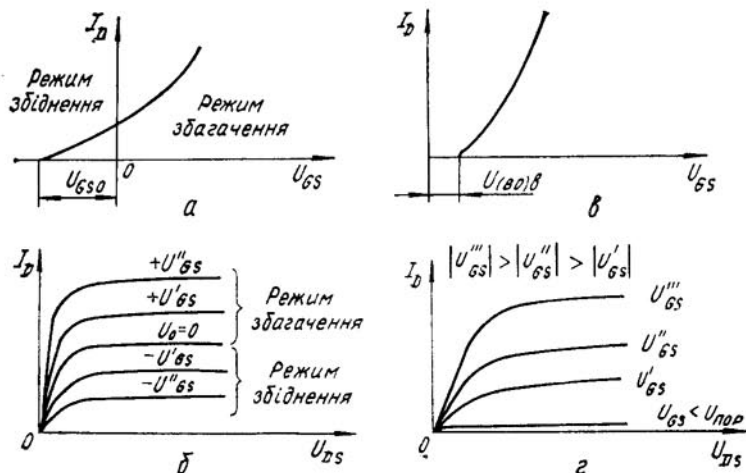


Рис. 1.23

ня на затворі ( $U_{GS} > 0$ ) викликає приток у канал основних носіїв вяряду (електронів), в результаті чого зростає струм стоку. Такий режим роботи МОН-транзистора називається режимом збагачення.

Отже, МОН-транзистор з вбудованим каналом за своїми властивостями та характеристиками подібний до польового транзистора з керуючим  $p-n$ -переходом і відрізняється лише тим, що для його закриття потрібне негативне зміщення у випадку каналу з провідністю  $n$ -типу і позитивне зміщення — у випадку провідності  $p$ -типу.

У МОН-транзистора з наведеним каналом (рис. 1.22, б) за відсутністю зміщення на затворі канал відсутній і струм стоку  $I_D$  практично дорівнює нулю. За деякої позитивної (для транзисторів з  $n$ -підкладкою — негативної) відносно витoku напруги на затворі, що називається пороговою  $U_{B0}$ , в поверхневому шарі між витком і стоком через наявність діелектрика  $\text{SiO}_2$  відбувається явище інверсії. В результаті створюється тонкий канал інверсійного шару, товщина якого і питома провідність для основних носіїв вяряду збільшуються із зростанням напруги на затворі. Якщо при цьому до стоку прикласти напругу та-

кої ж полярності, які на затворі, то струм стоку  $I_D$  зі збільшенням напруги  $U_{GS}$  зростає (див. стокзатворну та вихідну характеристики, рис. 1.23, в, г). Напругу  $U_{B0}$  можна трактувати як напругу відсікання  $U_{GS0}$  польового транзистора з керуючим  $p-n$ -переходом (див. рис. 1.21, а). За зовнішнім виглядом вихідні вольт-амперні характеристики МОН-транзистора (рис. 1.23, б, г) аналогічні одноіменним характеристикам польового транзистора з керуючим  $p-n$ -переходом (рис. 1.21, б).

Відсутність струму стоку при нульовому зміщенні на затворі, а також однакова полярність напруги на затворі та стоку в МОН-транзисторів з індукованим каналом є сприятливою передумовою для побудови високоекономічних імпульсних схем. При використанні МОН-транзисторів в аналогових пристроях орієнтуються на їх дуже великий вхідний опір, що досягає через наявність шару діелектрика  $10^{15}$  Ом.

Параметри польових транзисторів з ізолюваним затвором в першому наближенні такі, як і в транзисторів з керуючим  $p-n$ -переходом. Полярність робочих напруг на електродах для різних типів польових транзисторів вказані в табл. 1.1.

Таблиця 1.1. Полярність робочої напруги на електродах польових транзисторів

| Тип транзистора                    | Тип каналу | Тип підкладки | Режим роботи | $U_{GS}$ | $U_{DS}$ | $U_{GS0}$ |
|------------------------------------|------------|---------------|--------------|----------|----------|-----------|
| З керуючим $p-n$ -переходом        | $p$        | $n$           | Збіднення    | $>0$     | $<0$     | $>0$      |
|                                    | $n$        | $p$           |              | $<0$     | $>0$     | $<0$      |
| МОН-структура з вбудованим каналом | $p$        | $n$           | Збіднення    | $>0$     | $<0$     | $>0$      |
|                                    |            |               | Збагачення   | $<0$     | $<0$     | $>0$      |
|                                    | $n$        | $p$           | Збіднення    | $<0$     | $>0$     | $<0$      |
|                                    |            |               | Збагачення   | $>0$     | $>0$     | $<0$      |
| МОН-структура з наведеним каналом  | $p$        | $n$           | Збагачення   | $<0$     | $<0$     | $<0$      |
|                                    | $n$        | $p$           |              | $>0$     | $>0$     | $>0$      |

## 1.7. ТИРИСТОРИ

Електроперетворювальний напівпровідниковий прилад з трьома або більше  $p-n$ -переходами, вольт-амперна характеристика якого має ділянку від'ємного опору, називають тиристором. Такий прилад у колі змінного струму відкривається, пропускаючи струм в навантаження, лише тоді, коли миттєве значення напруги на аноді досягає певного рівня або коли подається відмикаюча напруга на спеціальний керуючий електрод за відповідної напруги на аноді, що відрізняється від напруги перемикавання.

За числом зовнішніх електродів тиристори поділяються на двохелектродні (діодні) та трьохелектродні (тріодні). Тиристори мають чотиришарову структуру напівпровідника з різного виду провіднос-

тями. Крайні шари — це анод і катод, а третій — це керуючий електрод. Діодні тиристори є перемикаючими приладами, а тріодні — керуваними. На рис. 1.24, а — показані конструкція силового тиристора та умовні графічні позначення тиристорів згідно ДЕСТ 2.730—73\*.

Типова чотиришарова структура тиристора типу  $p-n-p-n$  показана на рис. 1.25, а. Крайні шари  $p_1, n_2$  з металічними контактами А та К (анод і катод) є емітерними, а  $p-n$ -переходи П1 та П3 — емітерними переходами. До анода та катода під'єднують джерело зовнішньої

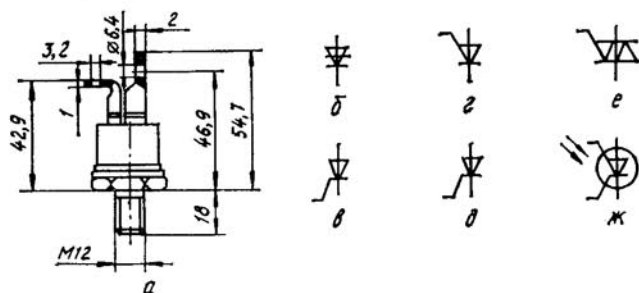


Рис. 1.24

напруги. Середні шари  $n_1, p_2$  являють собою базові області. База  $p_2$  має металічний контакт, що називається керуючим електродом КЕ. Він приєднаний до зовнішнього джерела керуючої напруги  $E_G$ . Таким чином, у чотиришаровій структурі, так би мовити, об'єднані два транзистори в одному приладі: комбінації шарів  $p_1-n_1-p_2$  — один транзистор, а комбінація шарів  $n_1-p_2-n_2$  — другий. Перехід П2 називають колекторним для обох транзисторів. Вольт-амперна характеристика тиристора наведена на рис. 1.25, б.

Якщо струм у колі керуючого електрода дорівнює нулю ( $i_G = 0$ ), а між анодом та катодом прикладена невелика постійна напруга вказаної на рис. 1.25, а полярності менша за напругу  $U_{(B_0)}$  (див. рис. 1.25, б), то переходи П1 та П3 зміщуються в прямому напрямі, а перехід П2 — в зворотному. При цьому більша частина напруги за рахунок зовнішнього джерела  $E_A$  спадає на зворотнозміщеному переході П2.

З підвищенням зовнішньої напруги струм  $i_A$  зростає, оскільки збільшується зміщення переходів П1 та П3 в прямому напрямі. При цьому зниження потенціального бар'єра переходу П3 призводить до інжекції електронів з емітера  $n_2$  в базу  $p_2$ . Частина з них, уникнувши рекомбінації, досягає зворотнозміщеного колекторного переходу П2 і перекидається його полем в базу  $n_1$ . Зростання концентрації електронів у базі  $n_1$  призводить до зменшення висоти потенціального бар'єра переходу П1. В результаті цього збільшується інжекція дірок з емітера  $p_1$  до бази  $n_1$ . Дірки, продифундувавши через базу  $n_1$ , досяга-



ють переходу П2 і переводяться його полем у базу  $p_2$ . При цьому їх концентрація збільшується, що призводить до зниження потенціального бар'єра переходу П3, збільшення інжекції електронів з емітера  $n_2$  і т. д. Таким чином, у структурі розвивається лавиноподібний процес збільшення струму (ділянка 0a, рис. 1.25, б), що аналогічно наявності позитивного зворотного зв'язку за струмом.

Коли зовнішня напруга  $U_A$  досягне  $U_{(B_0)}$ , внутрішній позитивний зв'язок викличе лавиноподібний процес інжекції основних носі-

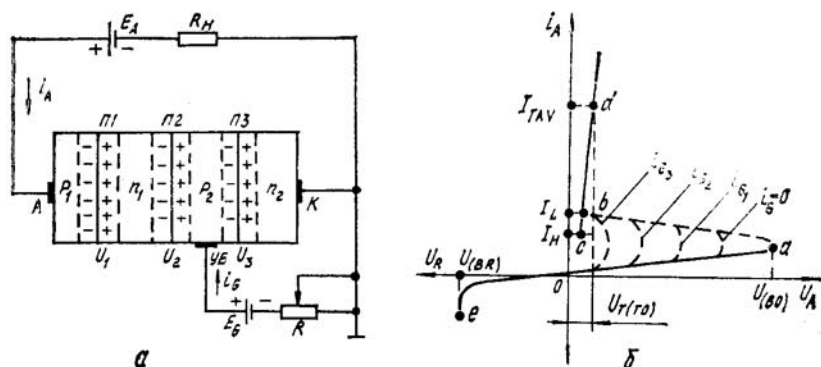


Рис. 1.25

їв заряду з емітерних областей у бази. Різке збільшення концентрації електронів у базі  $n_1$  та дірок у базі  $p_2$  призводить до швидкого (сумірного з тривалістю лавиноподібного процесу) зниження напруги  $U_2$  зворотнозміщеного переходу П2, а отже, до зменшення напруги на тиристорі, оскільки  $U_A = U_1 + U_2 + U_3$  (рис. 1.25, а). Це означає, що пряма вітка вольт-амперної характеристики чотиришарової структури має ділянку від'ємного опору (ділянка ав на рис. 1.25, б), на якій зростання струму зумовлене зменшенням напруги.

З розвитком лавиноподібного процесу, коли відбувається вмикання тиристора, струм в його зовнішньому колі зростає до значення, що залежить від навантаження  $R_H$  та напруги джерела живлення  $E_A$ . Робочою ділянкою вольт-амперної характеристики є ділянка cd. При цьому спад напруги між анодом та катодом тиристора невеликий, оскільки всі переходи зміщені в прямому напрямі.

Для вимкнення тиристора необхідно зменшити прямий струм  $I_A$  до значення, що не перевищує значення струму затримування  $I_A^*$  (точка c на рис. 1.25, б), або подати на тиристор напругу зворотної полярності. Після зміни полярності зовнішньої напруги переходи П1 і П3 зміщуються у зворотному напрямі, а перехід П2 залишається прямо-зміщеним. Вольт-амперна характеристика така сама, як і у звичайного діода для зворотного вмикання (ділянка 0e).

Напругу вмикання  $U_{(B0)}$  можна зменшити, якщо в коло однієї з баз (звичайно  $p_2$ ), що прилягає до переходу П2, ввести від зовнішнього джерела  $E_G$  додаткове число носіїв заряду за рахунок струму керування  $i_G$ . Регулюючи значення струму кола керування, можна змінювати рівень напруги вмикання, за якої виникає лавиноподібний процес розмножування носіїв заряду (рис. 1.25, б).

Основними статичними параметрами тиристора, що визначаються з його вольт-амперної характеристики, є: *номінальний прямий струм*  $I_{TAV}$ , що характеризує допустиме нагрівання тиристора за нормальних умов відводу тепла до номінальної температури; *номінальний прямий спад напруги*  $U_{T(T_0)}$  на тиристорі при протіканні номінального струму; *допустима зворотна напруга*, яку можна тривалий час прикладати до тиристора при його експлуатації. Ця напруга приблизно в два рази менша за пробивну напругу  $U_{(BR)}$ , яка встановлюється візуально за місцем згину зворотної вітки вольт-амперної характеристики на екрані осцилографа; *напруга перемикання*  $U_{(B_0)}$ , що являє собою найменшу пряму напругу, яка перемикає тиристор з закритого у відкритий стан при розімкнутому колі керування; *струм вимикання*  $I_L$ , який є мінімальним прямим струмом, що підтримує тиристор у ввімкнутому стані безпосередньо після його вмикання і зняття імпульсу керування; струм утримування  $I_H$ , що є мінімальним прямим струмом, який, протікаючи через тиристор при розімкнутому колі керування, не вимикає його.

До динамічних параметрів тиристора відносяться: *час вмикання*  $t_{gL}$  — інтервал часу між початком керуючого імпульсу, що подається на керуючий електрод, та моментом, коли значення прямої напруги  $U_A$  зменшиться до 10 % свого початкового значення; *час вимикання*  $t_q$  — мінімальний інтервал часу між моментом проходження прямого струму  $i_A$  через нуль та моментом проходження через нуль повторно прикладеної прямої напруги, що не викликає вмикання тиристора; *критична швидкість наростання струму*  $(di_T/dt)_{crit}$  у відкритому стані, яку тиристор може витримати без пошкоджень; *критична швидкість наростання напруги*  $(dU/dt)_{crit}$  у закритому стані — найбільше значення швидкості наростання напруги, яке в певних умовах не викликає перемикання тиристора із закритого стану у відкритий.

Коло керування тиристора характеризується мінімальними напругою та струмом, що забезпечують надійне вмикання тиристора за номінальних умов експлуатації, а також максимально допустимими напругою та струмом, що не викликають пошкодження тиристора. Імпульси керування вибирають короткими, з крутими фронтами, оскільки при цьому скорочується час вмикання та знижується потужність комутаційних втрат. Однак тривалість імпульсу повинна бути більшою за час вмикання тиристора. Мінімальна тривалість керуючого імпульсу становить 15—20 мкс.

### 2.1. ПЛАНАРНА ТЕХНОЛОГІЯ

При виготовленні  $p$ — $n$ -переходів напівпровідникових приладів ранніх випусків використовувались технологічні методи вирощування монокристала напівпровідника з розплаву і вплавлення домішки в монокристал (вирощені і сплавні  $p$ — $n$ -переходи). Напівпровідникові прилади з такими  $p$ — $n$ -переходами працювали на дуже низьких частотах. Робочі потужності цих приладів були невеликі. Тому головним завданням напівпровідникової електроніки в перше десятиріччя її існування було розв'язання двох проблем:

створення транзисторів, які спроможні підсилювати і генерувати електричні коливання у всьому діапазоні радіочастот аж до міліметрових хвиль;

збільшення робочих потужностей від частин вата до десятків і сотень ват.

Скоро стало ясно, що розв'язання цієї проблеми здебільшого пов'язане з можливістю створення в глибині кристала і на його поверхні вкрай малих областей з особливими властивостями.

З метою зменшення площі  $p$ — $n$ -переходу і відповідно його ємності розроблений електрохімічний метод, який дозволяє виготовляти так звані поверхнево-бар'єрні переходи, що конструктивно аналогічні сплавам. Суть цього методу полягає в тому, що на поверхні пластини напівпровідника з допомогою тонкої струминки електроліта витравлюється заглиблення (лунка), розміри якої визначають площу  $p$ — $n$ -переходу. В заглибленні на поверхню пластини електролітичним способом осаджують, а потім вплавляють відповідний метал, який є домішкою  $p$ - або  $n$ -типу. Так утворюється  $p$ — $n$ -перехід, тобто контакт метал-напівпровідник. Напівпровідникові прилади з поверхнево-бар'єрними  $p$ — $n$ -переходами (переходами мезаструктури) більш високочастотні порівняно з приладами, які мають вирощені або сплавні  $p$ — $n$ -переходи (переходи класичної структури).

Для переходів класичної структури характерне почергове розміщення шарів з різними типами провідності. В мезаструктурі окремі шари розміщені на підвищенні над монокристалом напівпровідника (основною), як на гірському плато (mesa). Однак у тому і другому випадках  $p$ — $n$ -переходи виходять на поверхню кристала. При цьому навіть незначне забруднення або зволоження області  $p$ — $n$ -переходу спричиняє погіршення і нестабільність його параметрів.

У 1959 р. була запропонована так звана *планарна технологія* виготовлення напівпровідникових приладів, яка відкрила нову еру в мікроелектроніці. Існує два різновиди планарної технології: планарно-дифузійна і планарно-епітаксійна. Етапи виготовлення  $p$ — $n$ -переходів методом планарно-дифузійної технології показані на рис. 2.1.

На поверхні однорідної пластини монокристала кремнію  $p$ -типу термічним окисленням кремнію формується тонка захисна плівка двооксиду кремнію  $\text{SiO}_2$  (рис. 2.1, а). Електронно-дірковий перехід утворюється в об'ємі напівпровідника під цим захисним шаром, що запобігає дії різних зовнішніх факторів на  $p$ — $n$ -перехід, а також відіграє важливу роль у процесі виготовлення планарних структур, забезпечуючи проникнення домішки в певні ділянки кристала.

Для цього способом *фотолітографії* виготовляється оксидна маска. Пластину кристала кремнію з рівномірною тонкою (товщина

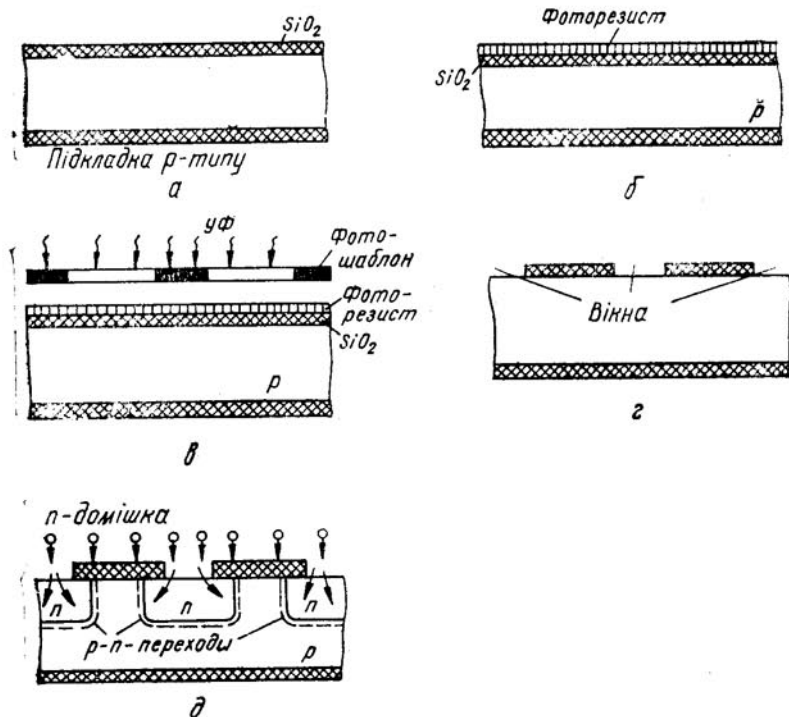


Рис. 2.1

0,5 мкм) плівкою  $\text{SiO}_2$  вкривають шаром світлочутливої емульсії — фоторезистом, тобто наносять на пластину кілька краплин фоторезиста і вміщують її у стіл центрифуги. Під час обертання під дією відцентрової сили фоторезист розтікається, утворюючи тонку рівномірну плівку (рис. 2.1, б), яку висушують.

Фоторезист чутливий до дії ультрафіолетового світла. На кремнієву пластину накладають фотошаблон з рисунком ділянок, які в подальшому повинні бути оброблені, щільно притискають до пластини і освітлюють ультрафіолетовим світлом (рис. 2.1, в).

Світло, яке проходить через прозорі ділянки фотошаблону, впливає на фоторезист так, що засвітлені ділянки його полімеризуються і стають нерозчинними в проявнику. Потім пластини з фоторезистом піддають спеціальній обробці, в результаті якої вилучається лак з тих ділянок, на які не діяло ультрафіолетове випромінювання. Решта ділянок кремнієвої пластини, які покриті двооксидом кремнію, захищені полімеризованою плівкою фоторезисту. Якщо тепер діяти на пластину плавиковою кислотою, яка розчинює двооксид кремнію, то оксидна плівка буде видалена саме з тих місць, де потрібно ввести домішку. Плавикова кислота не діє на полімеризований фоторезист, який, однак, тепер не потрібний і в подальшому змивається спеціальним розчинником.

Таким чином, у плівці двооксиду кремнію утворюється сукупність вікон (рис. 2.1, *г*), а на поверхні пластини—потрібний рисунок, вигравіюваний у плівці. Ця плівка і являє собою оксидну маску, через яку вводиться легуюча домішка. Домішка може бути введена в монокристал кремнію тільки через відкриті вікна, оскільки шар двооксиду кремнію  $\text{SiO}_2$  добре затримує дифундуючі речовини.

Через утворені вікна дифундують із газової фази домішки *n*-типу, і проникаючи вглиб кристала, утворюють *n*-острівці. Задовільна швидкість дифузії буває при температурі порядку 1000—1200 °С. Оскільки провідність кристала *p*-типу, то між ним і острівцями утворюються *p*—*n*-переходи (рис. 2.1, *д*).

При планарно-дифузійній технології дифузія домішки відбувається з поверхні кристала, що зумовлює малу чіткість меж *p*—*n*-переходів. При цьому домішка розподіляється нерівномірно по товщині основи: концентрація на поверхні більша, ніж у глибині. Недостатня чіткість *p*—*n*-переходів знижує якість напівпровідникових приладів. Вказаний недолік значною мірою усувається за допомогою планарно-епітаксійної технології.

Планарно-епітаксійна технологія дозволяє нарощувати тонкий напівпровідниковий шар на напівпровідникову основу з будь-яким типом провідності, при якій кристалічні ґратки вирощеного шару є точним продовженням кристалічних ґраток основи. Склад вирощеного шару епітаксійної плівки може відрізнятись від складу матеріалу основи. Вирощений епітаксійний шар *n*-типу на підкладці *p*-типу показаний на рис. 2.2, *а*. Якщо виконати всі технологічні операції описаним вище способом по виготовленню оксидної маски за допомогою методу фотолітографії (див. рис. 2.1, *б, в, г*) і внести через розкриті вікна *p*-домішку, то одержимо *n*-острівці епітаксійного шару і відповідно *p*—*n*-переходи між острівцями і *p*-підкладкою (рис. 2.2, *б*). Використання тонкого епітаксійного шару при планарно-епітаксійній технології дозволяє отримати рівномірний розподіл домішки по товщині і достатньо чіткі *p*—*n*-переходи.

Одне із важливих досягнень планарної технології є можливість захисту *p*—*n*-переходу від зовнішнього впливу. Утворені *p*—*n*-переходи

і відповідні контакти виходять на одну площину підкладки (основи). Тому захисний шар, нанесений на поверхню основи, відіграє не тільки важливу роль в процесі виготовлення планарних структур, забезпечуючи проникання домішки в певні ділянки основи, але й запобігає дії зовнішніх факторів на  $p$ — $n$ -переходи. Їх можна додатково захистити ще легкоплавким склом, лаком, запресувати в пластмасу і т. п. Стало можливим автоматизувати найбільш трудомісткі процеси ви-

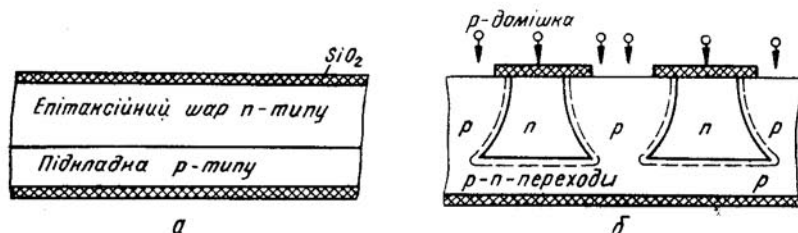


Рис. 2.2

готовлення напівпровідникових приладів — складання і герметизацію.

Процес фотолітографії у планарній технології дає змогу одержувати в кристалі напівпровідника області і  $p$ — $n$ -переходи з лінійними розмірами не тільки в десятки, але й одиниці мікрметрів, що суттєво розширило частотний діапазон напівпровідникових приладів. Почали швидко розвиватись прилади із структурою метал—діелектрик—напівпровідник—МДН (МОН)-структури.

Однак найголовніше досягнення планарної технології полягає в тому, що вона дозволила одночасно в єдиному технологічному циклі виготовляти на одному кристалі велику кількість  $p$ — $n$ -переходів і з'єднань між ними, а отже, і напівпровідникових приладів, об'єднаних в єдину інтегральну мікросхему. Саме тому планарну технологію, яка відкриває дорогу новому напрямку в напівпровідниковій техніці — мікроелектроніці, розглядають як другу революцію в електроніці.

Створення великих і надвеликих інтегральних мікросхем (ВІС і НВІС) — в центрі уваги сучасної мікроелектроніки і вимагає розвитку нових технологічних методів, які б дозволили різко підвищити ступінь інтеграції і швидкодію НВІС. Проте оксидні маски, які створені методом фотолітографії, обмежені мінімальними розмірами елементів у зв'язку з явищем дифракції світла на елементах рисунка. Мінімальний розмір елементів становить приблизно 1—2 мкм.

Подальше збільшення ступеня інтеграції компонентів мікросхем вимагає створення елементів з розмірами в десятки частки мікрметра. Для цього розроблено нові методи мікролітографії: електронний, рентгенівський та іонний. Найпоширеніша у виробництві сучасних мікросхем разом з фотолітографією *електронна літографія*.



Суть електронної літографії полягає в тому, що маска з потрібним рисунком створюється в процесі засвічування електронним потоком спеціального шару, який чутливий до електронів. Такий шар називають електронним резистом. Дифракція електронів не є обмежуючим фактором у випадку використання електронних зондів з енергією електронів в десятки кіловольт. Практична межа роздільної здатності обробки визначається розсіюванням електронів в резисті і становить 0,2 мкм.

Електронний резист засвічується за точно визначеним рисунком або з допомогою тонкосфокусованих пучків електронів, які відхиляються електричними і магнітними полями за заданою програмою з допомогою ЕОМ або в результаті одночасного переносу зображення рисунка за шаблонами маски. Перший спосіб засвітки здійснюють пристрої, які називаються генераторами зображення, а другий — проектори.

Пристрої електронної літографії являють собою складний комплекс обладнання, до якого входять електронно-оптична система, джерело електронів і елементи, які формують електричні або магнітні поля для керування рухом електронів; система завантаження—розвантаження пластин; координатний стіл з прецизійним переміщенням; ЕОМ або мікропроцесор, який керує роботою всіх систем; система вакуумного забезпечення, джерело стабілізованого живлення і різноманітні контрольні системи.

Дуже часто пристрої електронної літографії використовуються в змішаних процесах, коли велика частина операцій проводиться методом фотолітографії, а найбільш відповідальні ділянки обробляються електронним променем. При цьому досягається висока точність і особлива роздільна здатність обробки.

## **2.2. ОСНОВНІ ТЕРМІНИ І ВИЗНАЧЕННЯ В МІКРОЕЛЕКТРОНІЦІ**

*Мікроелектроніка* — галузь електроніки, яка охоплює проблеми і задачі розробки, конструювання, виготовлення і застосування мікроелектронних виробів. Мікроелектронними називають вироби з високим ступенем мініатюризації.

*Інтегральна мікросхема* (ІМС) — мікроелектронний виріб з високою щільністю пакування електрично з'єднаних елементів або елементів і компонентів, який виконує певну функцію перетворення і обробки електричних сигналів і з точки зору конструктивно-технологічних і експлуатаційних вимог розглядається як одне ціле. Елемент ІМС — частина інтегральної мікросхеми (наприклад, транзистор, діод, конденсатор), яка не відокремлена від кристала або основи і з точки зору вимог до випробувань, пакування, постачання і експлуатації не може розглядатись як самостійний виріб. На відміну від елемента компо-

мент, який є частиною ІМС і який реалізує функцію якого-небудь електрорадіоелемента, можна виділити як самостійний виріб (наприклад, мініатюрний резистор у гібридній інтегральній мікросхемі).

За принципом будови інтегральні мікросхеми поділяються на такі основні типи: напівпровідникові ІМС, плівкові ІМС і мікрозбірки. Плівкові ІМС, які, в свою чергу, поділяються на тонкоплівкові і товстоплівкові, як правило, складаються з елементів, і компонентів і називаються в цьому разі гібридними ІМС.

*Напівпровідниковою інтегральною мікросхемою* називають ІМС, яка має один кристал напівпровідника, в об'ємі і на поверхні якого спеціальними технологічними методами виконані всі елементи, міжелементні з'єднання і контактні площадки мікросхеми.

*Кристал напівпровідника* являє собою частину напівпровідникової пластини (заготовки із напівпровідникового матеріалу), яка використовується для виготовлення напівпровідникових інтегральних мікросхем.

*Гібридною інтегральною мікросхемою* називають ІМС, яка має діелектричну основу, а пасивні елементи ( $R$ ,  $L$ ,  $C$ ) на її поверхні виконують у вигляді одношарових або багатошарових плівкових структур, з'єднаних нерозривними плівковими провідниками. Напівпровідникові прилади, в тому числі ІМС та інші компоненти (мініатюрні конденсатори, резистори і індуктивності великих номіналів), розміщені на основі у вигляді дискретних навісних деталей. До числа гібридних відносять також мікросхеми, які складаються з кількох кристалів, з'єднаних між собою і змонтованих в одному корпусі (багатокристалінні ІМС).

На практиці широко застосовуються ІМС, виготовлені з використанням як напівпровідникової, так і плівкової технології. Оскільки кожен із цих технологічних способів має свої переваги, то обидва типи ІМС взаємно доповнюють один одного. Слід відзначити, що збільшення числа технологічних операцій виготовлення гібридних ІМС призводить до зростання їх вартості і зниження надійності в порівнянні з напівпровідниковими і чисто плівковими мікросхемами. Проте гібридні ІМС широко застосовуються порівняно невеликими серіями для розв'язання вузькоспеціальних задач.

*Мікрозбіркою* називають мікроелектронні вироби, які складаються з елементів, компонентів, інтегральних мікросхем і інших електрорадіоелементів, з'єднаних між собою певним способом для виконання певної функції, і розробляються конструкторами конкретної радіоелектронної апаратури, щоб покращити показники її в мініатюризації. За конструктивним виконанням мікрозбірки поділяються на площинні і об'ємно-площинні. Елементи і компоненти мікрозбірки площинної конструкції розміщені в одній площині, а в мікрозбірки об'ємно-площинної конструкції елементи і компоненти розміщені на двох і більше площинах. Із мікрозбірок компонують мікроблок.

*Мікроблок* — мікроелектронний виріб, який, крім мікрозбірок,

може також мати інтегральні мікросхеми та інші компоненти у різних поєднаннях.

За характером виконуваних функцій ІМС поділяються на дві категорії: аналогові й цифрові.

*Аналогові ІМС* виконують функції перетворення і обробки електричних сигналів, які змінюються за законом неперервної функції. Окремим випадком аналогової ІМС є лінійна мікросхема з лінійною характеристикою. Аналогові ІМС застосовуються як підсилювачі, генератори гармонічних сигналів, детектори, фільтри.

*Цифрові ІМС* призначені для обробки і перетворення електричних сигналів, які змінюються за законом дискретної функції. Окремим випадком цифрової ІМС є логічна мікросхема.

Інтегральні мікросхеми розробляються і виготовляються у вигляді серій.

*Серія ІМС* — сукупність типів інтегральних мікросхем, які виконують різні функції, але мають єдину конструктивно-технологічну будову і призначені для спільного застосування в радіоелектронній апаратурі. Всі ІМС однієї серії мають, як правило, однаковий корпус.

*Корпус ІМС* — частина конструкції ІМС, яка захищає кристал або основу, а також елементи і компоненти мікросхеми від зовнішнього впливу і забезпечує з'єднання із зовнішніми електричними колами за допомогою виводів.

Кількісний рівень розвитку інтегральної техніки визначається показником, який називається рівнем інтеграції. Він являє собою сумарне число елементів і компонентів  $N$ , які знаходяться в ІМС. Часто також користуються поняттям густини упакування ІМС в одиниці об'єму — відношенням числа елементів і компонентів мікросхеми до її об'єму без урахування об'єму виводів. Ступінь складності ІМС характеризують коефіцієнтом  $K$ , який називають ступенем інтеграції і визначають за формулою  $K = \lg N$ . При цьому ІМС з числом елементів до 10 — це мікросхеми 1-го ступеня, а з числом елементів і компонентів від 11 до 100 ІМС — 2-го ступеня інтеграції. Аналогічно ІМС з числом елементів і компонентів від 101 до 1000, від 1001 до 10000 і від 10001 до 100 000 належать до ІМС 3-го, 4-го і 5-го ступенів інтеграції. При обчисленні  $K$  його заокруглюють до найближчого більшого цілого числа. Складні ІМС з високим ступенем інтеграції  $K = 3 \dots 5$  належать до групи великих інтегральних мікросхем (ВІС) і при  $K > 5$  — надвеликих інтегральних мікросхем (НВІС).

### 2.3. СИСТЕМА УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ

Інтегральні мікросхеми поділяються за функціональними ознаками на підгрупи і види (див. табл. 2.1). Кожна підгрупа і вид мають відповідне буквене позначення.

Повне умовне позначення ІМС складається з чотирьох елементів. Перший елемент у вигляді однієї цифри відображає класифікацію ІМС за конструктивно-технологічними ознаками: 1, 5, 7 — напівпровідникові; 2, 4, 6, 8 — гібридні; 3 — інші. Другий елемент у вигляді двох цифр — це порядковий номер розробки, якою набуває дана серія ІМС. В сукупності перші два елементи у вигляді набору з трьох цифр визначають повний номер серії ІМС. Третій елемент складається з двох букв, які відображають підгрупу і вид ІМС (буквене позначення типоміналу в табл. 2.1). Четвертий елемент — цифра, яка означає порядковий номер розробки конкретної мікросхеми за функціональною ознакою в даній серії. Наприклад, мікросхема 140УД7 — інтегральний напівпровідниковий операційний підсилювач з порядковим номером розробки серії 40, серії 140, з порядковим номером розробки даної схеми в серії за функціональною ознакою 7.

Для врахування розкиду електричних параметрів ІМС в межах даного типоміналу в кінці умовного позначення може бути добавлена буква. В умовних позначеннях ІМС широкого застосування на початку позначення ставиться буква К. Після цієї букви може бути також приведене умовне позначення корпусу мікросхеми. Пластмасовий і керамічний корпус позначаються відповідно буквами П і І. Буква Б відповідає безкорпусному варіанту ІМС.

В умовне позначення безкорпусних ІМС вводиться через дефіс цифра, яка характеризує конструктивні особливості мікросхеми: 1 — з гнучкими выводами; 2 — з павучковими (в тому числі на поліамідній плівці); 3 — з жорсткими выводами; 4 — нерозділені на пластині; 5 — розділені без втрати орієнтації (наприклад, наклеєні на плівку); 6 — без выводів. Наприклад КБ710УД4—4.

## 2.4. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ

Напівпровідникові інтегральні мікросхеми мають надзвичайно високі надійність і ступінь інтеграції, низьку вартість при великих масштабах виробництва, здатність працювати при малих рівнях струмів і напруг та інші переваги.

**Матеріали напівпровідникових інтегральних мікросхем.** Основним матеріалом, який використовується для виготовлення напівпровідникових ІМС, є кремній. У вихідному стані кремній легований тими чи іншими домішками. Так, для отримання кремнію з електронною провідністю (кремнію *n*-типу) застосовують такі легуючі домішки: арсен, стибій або фосфор. Домішками до кремнію *p*-типу є алюміній або бор.

Однією з важливих характеристик напівпровідникового матеріалу є його питомий опір  $\rho$ , який визначається концентрацією електронів  $n$  і дірок  $p$ , а також їх рухливостями відповідно  $\mu_n$  і  $\mu_p$ . Якщо донорні і акцепторні домішки в напівпровідникових матеріалах відповідно

Таблиця 2.1. Функціональна класифікація і умовні позначення інтегральних мікросхем

| Підгрупа                                     |                     | Вид                                                                                           |                     |                                |
|----------------------------------------------|---------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------|--------------------------------|
| Найменування                                 | Буквенні позначення | Призначення                                                                                   | Буквенні позначення | Буквенні позначення типоміналу |
| Формувачі                                    | А                   | Імпульсів прямокутної форми (чекаючі мультівібратори, блокінг-генератори та ін.)              | Г                   | АГ                             |
|                                              |                     | Імпульсів спеціальної форми                                                                   | Ф                   | АФ                             |
|                                              |                     | Адресних струмів (формувачі напруги або струмів)                                              | А                   | АА                             |
|                                              |                     | Розрядних струмів (формувачі напруги або струмів)                                             | Р                   | АР                             |
|                                              |                     | Інші                                                                                          | П                   | АП                             |
| Схеми затримки                               | Б                   | Пасивні                                                                                       | М                   | БМ                             |
|                                              |                     | Активні                                                                                       | Р                   | БР                             |
|                                              |                     | Інші                                                                                          | П                   | БП                             |
| Генератори                                   | Г                   | Гармонічних сигналів                                                                          | С                   | ГС                             |
|                                              |                     | Прямокутних сигналів (в тому числі автоколевальні мультівібратори, блокінг-генератори та ін.) | Г                   | ГГ                             |
|                                              |                     | Лінійно змінних сигналів                                                                      | Л                   | ГЛ                             |
|                                              |                     | Сигналів спеціальної форми                                                                    | Ф                   | ГФ                             |
|                                              |                     | Шуму                                                                                          | М                   | ГМ                             |
| Детектори                                    | Д                   | Інші                                                                                          | П                   | ГП                             |
|                                              |                     | Амплітудні                                                                                    | А                   | ДА                             |
|                                              |                     | Імпульсні                                                                                     | І                   | ДІ                             |
|                                              |                     | Частотні                                                                                      | С                   | ДС                             |
|                                              |                     | Фазові                                                                                        | Ф                   | ДФ                             |
| Схеми вторинних джерел живлення              | Е                   | Інші                                                                                          | П                   | ДП                             |
|                                              |                     | Випрямлячі                                                                                    | Б                   | ЕБ                             |
|                                              |                     | Перетворювачі                                                                                 | М                   | ЕМ                             |
|                                              |                     | Стабілізатори напруги                                                                         | Н                   | ЕН                             |
|                                              |                     | Стабілізатори струму                                                                          | Т                   | ЕТ                             |
| Елементи арифметичних і дискретних пристроїв | І                   | Інші                                                                                          | П                   | ЕП                             |
|                                              |                     | Регістри                                                                                      | Р                   | ІР                             |
|                                              |                     | Суматори                                                                                      | М                   | ІМ                             |
|                                              |                     | Напівсуматори                                                                                 | Л                   | ІЛ                             |
|                                              |                     | Лічильники                                                                                    | Е                   | ІЕ                             |
|                                              |                     | Шифратори                                                                                     | В                   | ІВ                             |
|                                              |                     | Дешифратори                                                                                   | Д                   | ІД                             |
|                                              |                     | Комбіновані                                                                                   | К                   | ІК                             |
|                                              |                     | Інші                                                                                          | П                   | ІП                             |

| Підгрупа                            |                     | Вид                                                                                                                                                                                                                         |                                                              |                                                                          |
|-------------------------------------|---------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------|
| Найменування                        | Буквенні позначення | Призначення                                                                                                                                                                                                                 | Буквенні позначення                                          | Буквенні позначення типу номіналу                                        |
| Комутатори і ключі                  | К                   | Струму<br>Напруги<br>Інші                                                                                                                                                                                                   | Т<br>Н<br>П                                                  | КТ<br>КН<br>КП                                                           |
| Логічні елементи                    | Л                   | Елемент І—НІ<br>Елемент АБО—НІ<br>Елемент І<br>Елемент АБО<br>Елемент НІ<br>Елемент І—АБО<br>Елемент І—НІ/АБО—НІ<br>Елемент І—АБО—НІ<br>Елемент ><br>І—АБО—НІ/І—АБО<br>Елемент АБО—НІ/АБО<br>Розширювачі<br>Інші            | А<br>Е<br>І<br>Л<br>Н<br>С<br>Б<br>Р<br><br>К<br>М<br>Д<br>П | ЛА<br>ЛЕ<br>ЛІ<br>ЛЛ<br>ЛН<br>ЛС<br>ЛБ<br>ЛР<br><br>ЛК<br>ЛМ<br>ЛД<br>ЛП |
| Модулятори                          | М                   | Амплітудні<br>Частотні<br>Фазові<br>Імпульсні<br>Інші                                                                                                                                                                       | А<br>С<br>Ф<br>І<br>П                                        | МА<br>МС<br>МФ<br>МІ<br>МП                                               |
| Набори елементів                    | Н                   | Діодів<br>Транзисторів<br>Резисторів<br>Конденсаторів<br>Комбіновані<br>Інші                                                                                                                                                | Д<br>Т<br>Р<br>Е<br>К<br>П                                   | НД<br>НТ<br>НР<br>НЕ<br>НК<br>НП                                         |
| Перетворювачі                       | П                   | Частоти<br>Фази<br>Тривалості<br>Напруги<br>Потужності<br>Рівня (узгоджувачі)<br>Код-аналог<br>Аналог-код<br>Код-код<br>Інші                                                                                                | С<br>Ф<br>Д<br>Н<br>М<br>У<br>А<br>В<br>Р<br>П               | ПС<br>ПФ<br>ПД<br>ПН<br>ПМ<br>ПУ<br>ПА<br>ПВ<br>ПР<br>ПП                 |
| Елементи за-пам'ятовуючих пристроїв | Р                   | Матриці-накопичувачі:<br>ОЗП<br>ПЗП<br>ОЗП із схемами керування<br>ПЗП (маскові) із схемами керування<br>ПЗП зі схемами керування з одноразовим програмуванням<br>ПЗП зі схемами керування і з багаторазовим програмуванням | <br>М<br>В<br>У<br><br>Е<br>Т<br><br>Р                       | <br>РМ<br>РВ<br>РУ<br><br>РЕ<br>РТ<br><br>РР                             |



| Підгрупа                    |                     | Вид                                        |                     |                                |
|-----------------------------|---------------------|--------------------------------------------|---------------------|--------------------------------|
| Найменування                | Буквенні позначення | Призначення                                | Буквенні позначення | Буквенні позначення типоміналу |
| Схеми селекції і порівняння | P                   | АЗП зі схемами керування                   | A                   | PA                             |
|                             |                     | Інші                                       | П                   | РП                             |
|                             | C                   | Амплітудні (рівня сигналів)                | A                   | CA                             |
|                             |                     | Часові                                     | B                   | CB                             |
|                             |                     | Частотні                                   | C                   | CC                             |
|                             |                     | Фазові                                     | Φ                   | CF                             |
| Тригери                     |                     | Інші                                       | П                   | CP                             |
|                             | T                   | Типу $J-K$                                 | B                   | TB                             |
|                             |                     | Типу $RS$                                  | P                   | TP                             |
|                             |                     | Типу $D$                                   | M                   | TM                             |
|                             |                     | Типу $T$                                   | T                   | TT                             |
|                             |                     | Динамічні                                  | D                   | TD                             |
|                             |                     | Шмітта                                     | L                   | TL                             |
|                             |                     | Комбіновані (типів $D-T$ , $R-S-T$ та ін.) | K                   | TK                             |
| Підсилювачі                 |                     | Інші                                       | П                   | TP                             |
|                             | У                   | Високої частоти                            | B                   | UB                             |
|                             |                     | Проміжної частоти                          | P                   | UP                             |
|                             |                     | Низької частоти                            | H                   | UH                             |
|                             |                     | Імпульсних сигналів                        | I                   | UI                             |
|                             |                     | Повторювачі                                | E                   | UE                             |
|                             |                     | Зчитування і відтворення                   | L                   | UL                             |
|                             |                     | Індикації                                  | M                   | UM                             |
|                             |                     | Постійного струму                          | T                   | UT                             |
|                             |                     | Операційні і диференційні                  | D                   | UD                             |
| Фільтри                     |                     | Інші                                       | П                   | UP                             |
|                             | Φ                   | Верхніх частот                             | B                   | ΦB                             |
|                             |                     | Нижніх частот                              | H                   | ΦH                             |
|                             |                     | Смугові                                    | E                   | ΦE                             |
|                             |                     | Режекторні                                 | P                   | ΦP                             |
|                             |                     | Інші                                       | П                   | ΦP                             |
| Багатофункціональні схеми   | X                   | Аналогові                                  | A                   | XA                             |
|                             |                     | Цифрові                                    | L                   | XL                             |
|                             |                     | Комбіновані,                               | K                   | XK                             |
|                             |                     | Інші                                       | П                   | XP                             |

$n$ -типу або  $p$ -типу повністю іонізовані, то можна вважати, що кількість електронів і дірок дорівнює кількості домішкових атомів, тобто  $n = N_d$  і  $p = N_a$ . При цьому питомий опір напівпровідника  $n$ -типу  $\rho = 1/q\mu_n N_d$ , а для напівпровідника  $p$ -типу  $\rho = 1/q\mu_p N_a$ , де  $q$  — заряд електрона.

Кремній дуже технологічний, оскільки має широкий діапазон питомого опору при легуванні різними домішками. До того ж на кремні-

евій пластині в процесі термічної обробки легко одержати плівку двооксиду кремнію, яка відіграє роль захисної маски (див. п. 2.1). Якщо врахувати також, що елементи кремнієвих ІМС можуть працювати в широкому діапазоні температур з невеликими струмами втрат і допускають великі короткочасні перевантаження, то стає очевидною перевага використання кремнію в напівпровідникових ІМС.

Для виготовлення ІМС промисловістю випускаються кремнієві підкладки у вигляді тонких пластин круглої форми товщиною не більше 200—300 мкм і діаметром 40—60 мм. На поверхні або в об'ємі та-

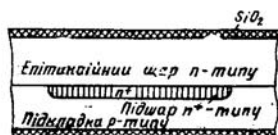


Рис. 2.3

ких підкладок формуються елементи напівпровідникової ІМС. В основі формування елементів на підкладці лежить планарна технологія, яка дозволяє груповим методом обробляти одночасно кілька десятків підкладок з сотнями і тисячами напівпровідникових ІМС на кожній. Після закінчення технологічного циклу виготовлення елементів мікросхеми підкладки розрізаються алмаз-

ним різцем або лазерним променем на окремі кристали, які і являють собою напівпровідникові ІМС. Однак ще перед розділенням підкладки на окремі кристали проводять виміри електричних параметрів мікросхем. Непрацюючі ІМС позначають фарбою.

Різноманітна структура кремнієвих підкладок суттєво визначає якість елементів мікросхеми. Найбільш простими є підкладки з монокристалічного кремнію, діелектричним шаром, на поверхні яких є плівка двооксиду кремнію (рис. 2.1, а). Недоліком таких підкладок є наявність порівняно великого заряду, який накопичується на межі поділу поверхні кремнію і діелектричної плівки із двооксиду кремнію, що погіршує параметри елементів мікросхеми. Такий недолік практично відсутній у кремнієвих структурах з комбінованим діелектриком, де на підкладку з кремнію товщиною 250 мкм нанесена нижня плівка двооксиду кремнію, потім середня плівка нітриду кремнію товщиною 0,05 мкм і, нарешті, верхня плівка двооксиду кремнію товщиною 0,8 мкм. Таким чином, захисний шар на поверхні кремнієвої підкладки тришаровий.

Найширше застосування при виробництві напівпровідникових ІМС знайшла кремнієва основа епітаксійної структури (див. п. 2.1, рис. 2.2, а) з діелектричним шаром на поверхні підкладки у вигляді двооксиду кремнію або з комбінованим діелектриком. Товщина виродженого епітаксійного шару не перевищує 50 мкм і найчастіше становить 5—15 мкм. Для покращання параметрів елементів напівпровідникових ІМС між підкладкою і епітаксійним шаром вводиться так званий прихований шар. На рис. 2.3 показаний поперечний переріз кремнієвої епітаксійної структури, в якій між основою  $p$ -типу і епітаксійним шаром  $n$ -типу вмонтований прихований  $n^+$ -шар. Зауважимо, що

знак «+» підкреслює велику електропровідність даної області монокрystalа.

У напівпровідникових ІМС, виготовлених на монокристаллах кремнію, елементи ізолювані один від одного і від підкладки за допомогою зворотнорозміщених  $p$ — $n$ -переходів. Але такий перехід має ємність, яка виникає між елементами, що ізолюються. Ця так звана паразитна ємність погіршує роботу схеми на високих частотах. Тому разом з діодною ізоляцією в кристалі застосовують діелектричну ізоляцію окремих елементів і областей. Напівпровідникові ІМС з діелектричною

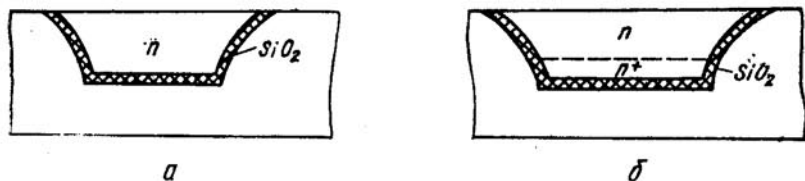


Рис. 2.4

ізоляцією окремих областей виготовляють із застосуванням спеціальних кремнієвих підкладок. Такі підкладки являють собою структури полікристалічного кремнію, в яких за заданою топологією розміщені області монокристалічного кремнію провідності  $n$ -типу, ізолювані діелектриком у вигляді двооксиду кремнію. Двооксид кремнію має добрі ізолюючі властивості і малу діелектричну проникність. Кремнієву структуру з діелектричною ізоляцією елементів без прихованого шару показано на рис. 2.4, а, а така сама структура, але з прихованим  $p^+$ -шаром, який не виходить на поверхню підкладки, — на рис. 2.4, б. Слід зазначити, що процес виготовлення кремнієвих структур з діелектричною ізоляцією елементів складається з великої кількості додаткових технологічних операцій, що значно збільшує вартість мікросхеми.

В наш час як матеріал напівпровідникових ІМС дедалі більше застосовується арсенід галію, здатний забезпечити роботу мікросхеми при більш високій температурі, ніж кремній. Крім цього, ІМС на основі арсеніду галію мають високу швидкодію і малі власні шуми.

**Транзистори.** Найбільш складними елементами ІМС є транзистори. Домінуюче місце в напівпровідникових ІМС займають біполярні і польові транзистори. Порівняльна оцінка ІМС на основі біполярних транзисторів і ІМС на основі польових транзисторів показує перспективність останніх. Мікросхеми на основі польових транзисторів мають простішу технологію виготовлення, менші розміри елементів і більший ступінь інтеграції.

Виготовляють біполярні транзистори, використовуючи кілька видів планарної технології, які відрізняються способами утворення ізо-

ляції між елементами ІМС. Найбільш широко застосовуються планарно-дифузійна і планарно-епітаксійна технології (п. 2.1).

Основою для створення біполярних транзисторів є  $n$ -острівці монокристалічного кремнію (див. рис. 2.1, д) або епітаксійного шару кремнієвої епітаксійної структури (рис. 2.2, а). На таких острівцях формуються планарні транзистори.

Значно частіше виробництво біполярних транзисторів здійснюють за планарно-епітаксійною технологією з використанням  $n$ -острівців

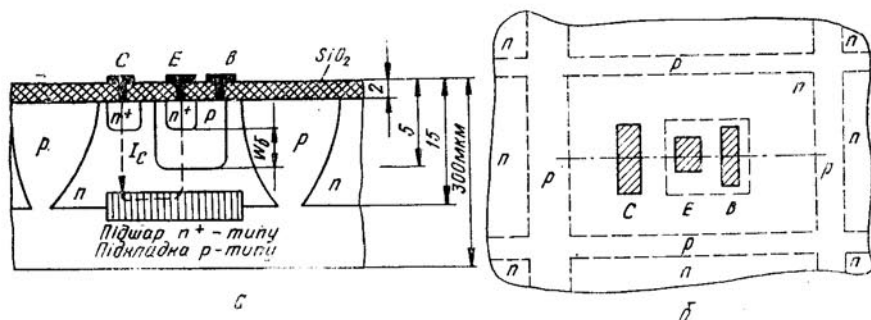


Рис. 2.5

епітаксійного шару, які мають електронну провідність (рис. 2.2, б). Переваги цієї технології розкриті в п. 2.1.

На рис. 2.5, а показаний поперечний переріз стандартного мало-сигнального інтегрального  $n$ - $p$ - $n$ -транзистора, виготовленого з використанням  $n$ -острівця епітаксійного шару (рис. 2.2, б), а на рис. 2.5, б — топологія розміщення елементів транзистора на поверхні підкладки. Технологія формування  $n$ -острівців кремнієвої епітаксійної структури викладена в п. 2.1.

Транзисторна структура розміщується в об'ємі ізолюваного острівця з електронною провідністю, який являє собою також область колектора. Область бази  $p$ -типу і область емітера  $n^+$ -типу формують в  $n$ -острівці двома послідовними дифузіями. Підвищений ступінь легування кремнію емітерної області ( $n^+$ ) повинен забезпечувати хорошу інжекційну здатність останньої. Колекторна область знизу безпосередньо межує з  $p$ -підкладкою, а стінки з вертикальними  $p$ -областями, які утворилися під час першої роздільної дифузії домішки  $p$ -типу (див. рис. 2.2, б). Як правило, на підкладку подають від'ємний потенціал схеми. Коли вмикають у схему джерело живлення, колектори транзисторів перебувають під додатною напругою відносно підкладки, тому  $p$ - $n$ -переходи, які розділяють сусідні колекторні області, зміщуються в зворотному напрямі, ізолюючи транзистори.

Колекторний вивід  $C$  планарного транзистора розміщений на тій самій площині, що і виводи емітера  $E$  та бази  $B$ . Таке розміщення

«зверху» колекторного виводу подовжує шлях колекторного струму  $I_C$  по колекторній області. Знизити опір колекторної області струмою  $I_C$  можна, збільшивши провідність кремнію колектора (збільшивши концентрацію домішки в області колектора), однак при цьому сильно зменшується пробивна напруга ділянки колектор—база, яка в лінійному режимі закрита. Отже, такий транзистор не придатний для генерації сигналів великої амплітуди. Компромісно вирішується питання введення між колектором і підкладкою прихованого підшару  $n^+$ -типу (див. рис. 2.3), який має дуже малий питомий опір — десятки частини ома на сантиметр. Тепер струм  $I_C$  значну частину шляху проходить через цей підшарок, що забезпечує малий власний опір колекторної області (одиниці—десятки ом). Пробивна напруга ділянки колектор—база при цьому залишається досить високою (понад 30 В).

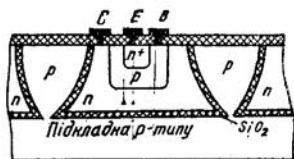


Рис. 2.6

Товщина бази  $W_6$  (див. рис. 2.5, а) планарних біполярних транзисторів  $n-p-n$ -типу дорівнює, як правило, 1 мкм. Збільшення товщини бази приводить до зниження коефіцієнта підсилення за струмом  $h_{21}$  і граничної частоти підсилення транзистора. Однак недоцільна також нерівність  $W_6 < 1$  мкм, оскільки при зменшенні  $W_6$  знижується допустима пробивна напруга ділянки база—емітер.

Як видно з плану розміщення інтегрального транзистора на підкладці (рис. 2.5, б), розміри ізолюючої області, які приблизно дорівнюють  $60 \times 90$  мкм, значно перевищують розміри активної зони транзистора. Взаємне розміщення по площині виводів емітера, бази і колектора, а також їх форма суттєво впливають на частотні властивості транзистора і його колекторний струм.

У виробництві напівпровідникових ІМС часто використовується структура з діелектричною ізоляцією окремих елементів (див. рис. 2.4). Поперечний переріз інтегрального біполярного транзистора, колекторна область якого ізольована від сусідніх колекторних областей і підкладки за допомогою шару двооксиду кремнію ( $SiO_2$ ), показано на рис. 2.6. Для цієї структури характерні значно кращі частотні властивості транзистора, малі втрати в ізоляції і низьке значення опору колекторної області. Тому така структура більш високовольтна і стійка до зовнішнього впливу. Слід підкреслити, що при проектуванні мікросхем з діелектричною ізоляцією транзисторів спрощується робота над топологією схеми, оскільки відсутня необхідність стежити за закриттям ізолюючих переходів. Основним недоліком структури є підвищена складність технології виготовлення ІМС і велика площа, яку займають елементи мікросхеми.

Інтегральні транзистори  $p-n-p$ -типу мають гірші основні показники, ніж розглянуті вище  $n-p-n$ -транзистори. Часто це зв'язано з тим, що рухливість дірок як основних носіїв заряду в транзис-

торах  $p-n-p$ -типу нижча, ніж рухливість електронів як основних носіїв заряду в транзисторах  $n-p-n$ -типу. Крім того, є причина конструктивно-технологічного характеру. Як видно із структури інтегрального біполярного транзистора  $p-n-p$ -типу, що показана на рис. 2.7, а, роль бази в ньому відіграє епітаксійний острівцеві з провідністю  $n$ -типу (колекторна область для інтегрального транзистора  $n-p-n$ -типу, рис. 2.5, а). Товщина базової області в цьому випадку не менше 5 мкм і коефіцієнт підсилення струму бази  $h_{21}$  не перевищує

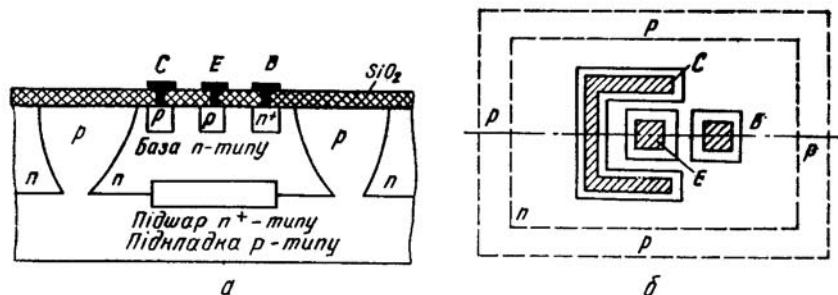


Рис. 2.7

кількох десятків. Для інтегральних транзисторів  $n-p-n$ -типу коефіцієнт підсилення струму бази становить 100—200 з розкладом  $\pm 30\%$ . Колекторна і емітерна області провідності  $p$ -типу (рис. 2.7, а) виготовляються одночасно з базовою областю транзистора  $n-p-n$ -типу (рис. 2.5, а). На рис. 2.7, б показана топологія інтегрального  $p-n-p$ -транзистора.

Вольт-амперні характеристики і параметри інтегральних транзисторів і дискретних біполярних транзисторів аналогічні, але відрізняються лише числовими значеннями.

Основними низькочастотними параметрами інтегральних транзисторів є коефіцієнт підсилення струму бази  $h_{21E}$ , про який згадувалось вище, вхідний опір  $R_{вх} = h_{11E}$  і напруга на ділянці база—емітер  $U_{(BE)}$ .

Вхідний опір визначається опором об'єму бази  $r_B = 50 \dots 150$  Ом і опором емітерного переходу, перерахунком до кола бази, тобто

$$R_{вх} = r_B + kT/qI_B = (50 \dots 150) + 26 \cdot 10^{-3}/I_B,$$

де  $k$  — стала Больцмана;  $T$  — абсолютна температура;  $q$  — заряд електрона при  $T = 300$  К;  $kT/q = 26 \cdot 10^{-3}$  В;  $I_B$  — струм бази. Напруга  $U_{BE}$ , при якій струм колектора різко підвищується від нульового значення, для кремнієвих інтегральних транзисторів дорівнює 0,5—0,7 В.

До високочастотних параметрів транзистора відносяться гранична частота  $f_T$ , на якій спрямлена залежність  $h_{21E}(f)$  зменшується до оди-

ниці, і ємність колекторного переходу  $C_C$ . Гранична частота інтегральних біполярних транзисторів суттєво залежить від їх площі і лежить в межах 250 ... 1000 МГц. Ємність проміжку колектор—база  $C_{CB}=0,2 \dots 2$  пФ. На високих частотах необхідно також враховувати значну ємність між колектором і підкладкою  $C_{CP} = 0,8 \dots 8$  пФ і опір колекторної області  $r_C = 10$  Ом.

Основними гранично допустимими параметрами є допустимий струм колектора  $I_{C\text{доп}}$  та допустимі зворотні напруги колекторного  $U_{C\text{доп}}$  і емітерного  $U_{EB\text{доп}}$  переходів. Всі перелічені параметри, особ-

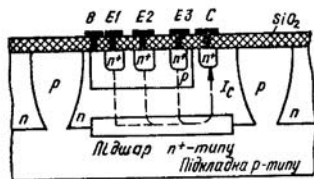


Рис. 2.8

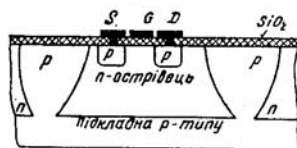


Рис. 2.9

ливо  $I_{C\text{доп}}$ , суттєво залежать від площі інтегрального транзистора. Наприклад, змінюючи площу транзистора, можна змінювати в широких межах  $I_{C\text{доп}} = 10 \dots 750$  мА. Для напруг на переходах характерні такі значення:  $U_{CB\text{доп}} = 30 \dots 50$  В при розкиді  $\pm 30\%$ ,  $U_{EB\text{доп}} = 6 \dots 8$  В при розкиді  $\pm 5\%$ .

У цифрових мікросхемах як вхідні каскади широко застосовуються інтегральні біполярні багатоємітерні транзистори. Поперечний переріз планарної структури багатоємітерного транзистора показаний на рис. 2.8. Це один з різновидів кремнієвого біполярного транзистора, структуру якого зображено на рис. 2.5, а. Для багатоємітерного транзистора характерна наявність кількох (в даному випадку трьох) емітерних областей, розташованих в базовій області.

Технологія виготовлення інтегральних МДН (МОН)-транзисторів не відрізняється від розглянутої при виготовленні біполярних транзисторів. На рис. 2.9 показано поперечний переріз інтегрального МОН-транзистора з індукованим каналом  $p$ -типу. Такий транзистор може бути виготовлений одночасно з біполярним транзистором  $n-p-n$ -типу (рис. 2.5, а) на іншому островці епітаксійного шару  $n$ -типу, як це показано на рис. 2.9. При цьому області витоку  $S$  і стоку  $D$  МОН-транзистора формуються одночасно в циклі базової дифузії  $p$ -домішки для біполярного транзистора. Діелектриком між затвором  $G$  і кристалом напівпровідника служить двооксид кремнію. Таким чином, кількість операцій при виготовленні інтегральних МОН-транзисторів скорочується в 2—3 рази.

З цієї причини, а також завдяки меншим геометричним розмірам біполярних МОН-структур щільність пакування ІМС на цих структурах в кілька разів вища, ніж для біполярних транзисторів.



Оскільки одночасне формування високоякісних  $n-p-n$  і  $p-n-p$ -транзисторів у складі однієї мікросхеми досить складний процес, то виготовляються окремі набори названих транзисторів. Такі набори є в складі серії K192 з коефіцієнтом підсилення струму бази  $h_{21E}$ , що становить 20—300. Зважаючи на те, що в розв'язанні багатьох схемотехнічних питань важливо мати узгоджені пари інтегральних біполярних і польових транзисторів, промисловістю налагоджено випуск мікробірок, в складі яких є такі пари. Мікробірки узгоджених пар біполярних транзисторів з відносним розкидом  $h_{21E}$ , який перевищує 5—15 %, і різницею прямих спадів напруги база—емітер не більше 3—15 мВ входять до серії K129. Узгоджені пари польових транзисторів з відносним розкидом струму стоку  $\pm 5$  % утворюють серію K504.

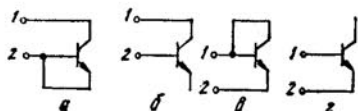


Рис. 2.10

Значне число транзисторів виготовляється в безкорпусному виконанні. Вони є компонентами гібридних інтегральних мікросхем. З цією ж метою виготовляються транзисторні збірки типу ГТС609, КТС613, КТС631 і КТС622 з допустимою зворотною напругою  $U_{CB} = 20 \dots 60$  В.

**Діоди.** Оскільки напівпровідникові діоди являють собою одноперехідні структури, то при їх виготовленні в інтегральному виконанні можуть бути використані поодинокі  $p-n$ -переходи. Однак, виходячи з конструктивно-технологічних умов, як діоди звичайно використовують емітерний або колекторний  $p-n$ -переходи інтегральних біполярних транзисторів. Час відновлення таких діодів лежить в межах 10—100 нс. На рис. 2.10 подано схеми вмикання біполярного транзистора, де як інтегральний діод використовуються колекторний (рис. 2.10, а, б) і емітерний (рис. 2.10, в, г)  $p-n$ -переходи.

Діоди на основі колекторного  $p-n$ -переходу мають найбільшу допустиму зворотну напругу (до 50 В), але їх прямий опір також великий. Найменший зворотний струм і найбільшу швидкодію мають діоди на основі емітерного переходу. Оскільки розкид пробивної напруги  $U_{EB}$  емітерного переходу незначний ( $\pm 5$  %), такий перехід доцільно використовувати як стабілітрон. Для зменшення температурного дрейфу напруги пробою, що становить приблизно 2,4 мВ/К, послідовно з емітерним переходом вмикається прямозміщений колекторний перехід, який має додатний температурний дрейф у межах 1,5 ... 2 мВ/К. Найнижчу пряму напругу має діод, в якому використано емітерний перехід при короткозамкненому колекторному переході, найвищу — діод з емітерним переходом при розімкненому колекторі.

Перевагою інтегральних діодів, які виготовляються в одному кристалі і в єдиному технологічному циклі з інтегральними транзисторами, є ідентичність тих характеристик обох типів приладів, які обумовлені властивостями напівпровідникового матеріалу (інерційність про-

цесів, час життя носіїв заряду та ін.). Це обумовлює високу якість роботи напівпровідникових ІМС.

Фізичні принципи роботи, вольт-амперна характеристика і параметри інтегральних діодів аналогічні параметрам дискретних діодів, які відрізняються лише числовими значеннями.

В наш час промисловість освоїла випуск кремнієвих діодних матриць і збірок, до складу яких входять один або кілька діодів за заданою схемою ввімкнення. Такі матриці і збірки можна застосовувати як окремі функціональні вузли при проектуванні імпульсних та іншого

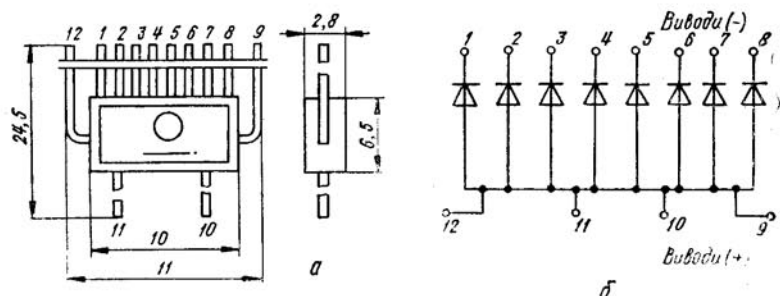


Рис. 2.11

роду схем. Вони виготовляються в складі серій мікросхем і орієнтовані на конкретні галузі застосування. Наприклад, збірки діодів для діодно-транзисторного осередку входять до складу цифрових мікросхем серій К202, К217 і К221, характеризуються високою швидкістю при невеликому прямому струмі 2—10 мА і малій зворотній напрузі  $U_{\text{звор}} < 10 \text{ В}$ .

Конструктивно матриці і збірки виготовляються в безкорпусному, пластмасовому або металоскляному виконанні і призначені для використання в гібридних ІМС із загальною герметизацією. На рис. 2.11, а показано конструкцію діодної матриці типу КД917А, а на рис. 2.11, б — її принципову схему.

**Резистори.** В напівпровідникових ІМС як резистори використовують тонкий (порядку 3 мкм) шар напівпровідника емітерної або базової області транзисторної структури, опір якого визначається кількістю внесеної домішки в процесі її дифузії в острівці епітаксійного шару. Дифузія домішки в острівці резисторів при планарній технології відбувається одночасно з формуванням транзисторів або діодів в інших острівцях підкладки. Такі резистори називають дифузійними. Ізоляція дифузійних резисторів від інших елементів схеми здійснюється за допомогою закритих  $p$ — $n$ -переходів.

На рис. 2.12, а показано дифузійний резистор, який виготовляють у базовому шарі біполярного транзистора  $n$ — $p$ — $n$ -типу. Від основи та інших елементів мікросхеми резистор відокремлений не менше ніж

двома ввікнутими назустріч  $p$ — $n$ -переходами. Внаслідок цього при будь-якій полярності прикладеної напруги система цих  $p$ — $n$ -переходів буде закрита, що виключає необхідність подачі змiщення.

Топологія дифузійного резистора показана на рис. 2.12, б. Опір такої прямокутної пластинки визначається формулою

$$R = \rho l / bh, \quad (2.1)$$

де  $\rho$ ,  $l$ ,  $b$ ,  $h$  — відповідно питомий опір матеріалу, довжина, ширина і товщина дифузійного шару пластинки. При  $l = b$ , тобто для квадрата-

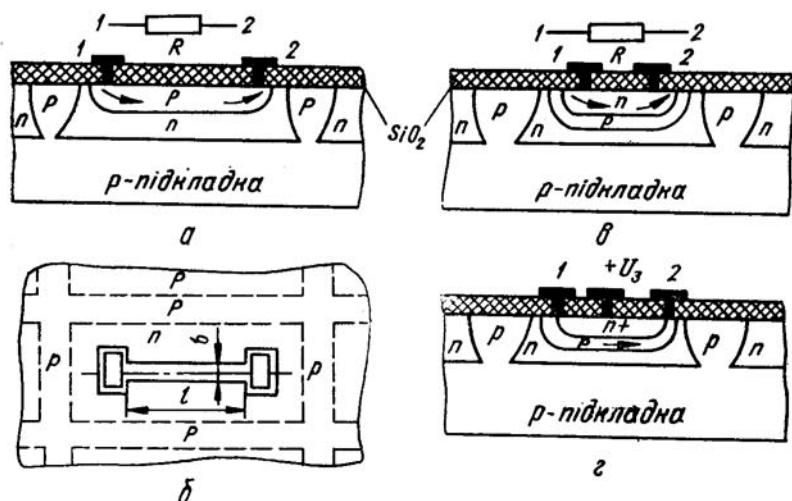


Рис. 2.12

ної пластинки,  $R = \rho_{\text{кв}} = \rho / h$ . Цю величину, що має розмірність опору і не залежить від розмірів квадрата, називають опором квадрата резистивної плівки. Одиниця вимірювання  $\rho_{\text{кв}}$  Ом/кв. При  $l = b$  (звичайно  $l > b$ ) опір прямокутної пластини визначають із виразу (див. рівняння 2.1)

$$R = \rho_{\text{кв}} (l/b) = \rho_{\text{кв}} K_{\Phi}, \quad (2.2)$$

де  $K_{\Phi} = l/b$  — число квадратів із сторонами  $b$ , які вміщуються по довжині пластини  $l$ .

Опір квадрата резистивної смужки (його ще називають поверхневим питомим опором)  $\rho_{\text{кв}}$  є важливим параметром, який характеризує провідність смугових резисторів.

Дифузійний резистор в області емітерного шару планарного біполярного транзистора показаний на рис. 2.12, в. Опір такого резистора прямокутної форми визначається виразом (2.2). Від основи та інших елементів схеми він ізольований не менше, ніж трьома  $p$ — $n$ -перехода-

ми, тобто дуже надійно. В лінійних ІМС іноді зустрічаються колекторні резистори, що мають смугу опору в колекторному шарі транзисторної структури.

Найбільш низькоомні дифузійні резистори в області емітерного шару транзисторної структури, оскільки концентрація домішки в емітерному шарі найвища. Опір квадрата резистивної смуги для дифузійних емітерних резисторів дорівнює 2 ... 6 Ом/кв. Відносно високоомні напівпровідникові резистори в області базового і колекторного шарів планарного транзистора. При цьому питомий поверхневий опір області бази дорівнює 50—250 Ом/кв. Це дає можливість отримати доцільні за розмірами резистори, опори яких лежать в межах від 10 Ом до 10 кОм з розкидом  $\pm 10-30\%$ .

Якщо в мікросхемі необхідно застосувати резистори з опорами в кілька десятків або навіть сотень кілоом, то виготовляють так звані стиснуті резистори (пінч-резистори) на основі біполярної або уніполярної транзисторної структури. Поперечний переріз пінч-резистора на основі уніполярної транзисторної структури показано на рис. 2.12, г. Поперечний переріз  $p$ -каналу, що являє собою резисторну доріжку, зменшено зверху додатковою дифузією  $n^+$ -типу. В залежності від довжини, ширини і товщини доріжки може бути одержано те чи інше значення опору пінч-резистора. Однак такі резистори мають значну нелінійність і розкид більше 30—50 %. Затвор резистивного МОН-транзистора в залежності від потрібного характеру навантаження (ці резистори широко застосовуються в ІМС як навантаження в колах з низькими потенціалами) може під'єднуватися до витоку, стоку або корпусу.

Негативну роль при роботі напівпровідникового резистора відіграє паразитна розподілена ємність ізолюючого  $p$ — $n$ -переходу. Незважаючи на дуже мале значення цієї ємності (2 ... 5 пФ) для резистора з опором 4—5 кОм, модуль загального опору суттєво змінюється вже на частоті порядку 10 МГц. Негативно впливають на роботу напівпровідникових резисторів температурні зміни (порівняно високе значення ТКО).

**Конденсатори.** Використовуючи ті самі принципи планарної технології, можна в кристалі ІМС одночасно з транзисторами і резисторами сформувати в інших острівцях підкладки або епітаксійного шару інтегральні конденсатори. Як конденсатори напівпровідникових ІМС використовуються ємності зворотно зміщених  $p$ — $n$ -переходів бар'єрні ємності біполярної транзисторної структури або ємності МДН-структури. Номінали таких ємностей звичайно менше 100 пФ при розкиді  $\pm 20-30\%$ , номінальна напруга 7 ... 50 В.

На рис. 2.13 показано структури інтегральних конденсаторів напівпровідникових ІМС. Конденсатори сформовані на основі бар'єрних ємностей емітерного (рис. 2.13, а) і колекторного  $p$ — $n$ -переходів планарних біполярних транзисторів.

При зміні зовнішньої напруги, прикладеної до  $p$ — $n$ -переходу, змі-

нюються значення об'ємного просторового заряду збідненого шару. Внаслідок цього  $p-n$ -перехід відіграє роль плоского конденсатора, ємність якого визначається співвідношенням зміни просторового заряду  $\partial Q$  до зміни напруги  $\partial U$  при зворотному ввімкненні  $p-n$ -переходу і називається бар'єрною:

$$C_0 = \partial Q / \partial U = \epsilon \epsilon_0 S / 4 \pi h_n, \quad (2.3)$$

де  $\epsilon$  — відносна діелектрична проникність;  $\epsilon_0$  — діелектрична проникність вакууму;  $S$  — площа  $p-n$ -переходу;  $h_n$  — товщина  $p-n$ -переходу (товщина збідненого шару).

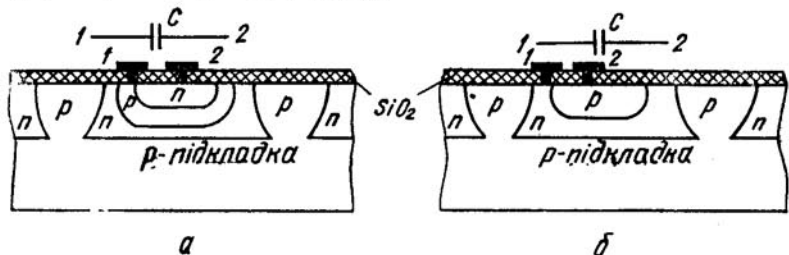


Рис. 2.13

Товщина переходу залежить від значення зворотної напруги, прикладеної до  $p-n$ -переходу, і визначається виразом

$$h_n = \sqrt{\frac{2 \epsilon \epsilon_0 (\phi_k - U)}{q N_d}},$$

де  $N_d$  — концентрація донорної домішки;  $\phi_k$  — контактна різниця потенціалів (потенціальний бар'єр  $p-n$ -переходу;  $U$  — прикладена до переходу зворотна напруга.

Підставляючи останній вираз в рівняння (2.3), одержимо

$$C_0 = 4 \pi S \frac{\epsilon \epsilon_0 q N_d}{2 (\phi_k - U)}. \quad (2.4)$$

Питома ємність  $C_0 = C/S$  конденсатора на емітерному переході звичайно не перевищує 100 ... 1000 пФ/мм, а пробивна напруга емітерного конденсатора становить одиниці вольт. Конденсатор на колекторному переході має питому ємність приблизно в шість разів меншу за попередню, але пробивна напруга такого конденсатора досягає десятків вольт.

З причини малої питомої ємності, а також враховуючи такі недоліки конденсаторів на основі  $p-n$ -переходів, як значно більша порівняно з транзистором площа, залежність ємності від напруги (див. рівняння (2.4)) і невисока добротність, конструктори напівпровідникових ІМС намагаються застосовувати конденсатори в дуже обмеже-

ній кількості. Ще рідше в напівпровідникових ІМС застосовують індуктивність, оскільки реалізація таких елементів навіть малих номіналів викликає великі труднощі.

**Провідники і контактні площинки.** Після закінчення технологічних операцій з виготовлення елементів напівпровідникових ІМС необхідно створити міжелементні з'єднання, які формують кінцеву структуру принципової схеми заданого призначення, а також контактні площинки для під'єднання зовнішніх виводів корпусу. Для виготовлення провідників і контактних площинок використовують деякі метали, які повинні утворювати з кристалом невідпаяючий омичний контакт, мати малий питомий опір і добру адгезію до шару двооксиду кремнію. Найпридатніші для цього алюміній, хром, тантал, золото. Не всі із названих металів мають добру адгезію (наприклад, золото), тому часто застосовують двошарові плівки. Найпоширеніша одношарова плівка алюмінію (він має добру адгезію і електропровідність) і двошарова плівка з хрому (ц жіння — добра адгезія) і золота 2,5 мкм (добра електропровідність). Всі метали, які використовують при виготовленні напівпровідникових мікросхем, мають дуже високий ступінь чистоти порядку 99,999 %.

Після виготовлення елементів мікросхеми попередньо окислена поверхня пластини кремнію покривається, наприклад, шаром осажденного алюмінію методом вакуумного напылення товщиною 0,5 ... 2 мкм, який після останньої операції фотолітографії через вікна фоторезиста в непотрібних місцях витравлюється. На поверхні напівпровідника залишається рисунок алюмінієвих провідників, шириною приблизно 10 мкм і контактні площинки, розмір яких не менше  $0,075 \times 0,075$  мм. Контактні площинки з'єднані з виводами корпусу в більшості випадків за допомогою золотих провідничків діаметром 25 ... 50 мкм ультразвуковим або термокомпресійним зварюванням.

## **2.5. ТОНКОПЛІВКОВІ ГІБРИДНІ ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ**

Для виготовлення гібридних інтегральних схем використовується плівкова технологія, яка в сукупності зі способом фотолітографії дозволяє виготовляти з достатньо стабільними параметрами лише пасивні елементи — резистори, ємності, котушки індуктивності. Тому чисто плівкові ІМС являють собою набори резисторів, ємностей або резистивно-ємнісні кола, тобто є пасивними ІМС. Активні компоненти гібридних ІМС, як вже згадувалось раніше, виготовляються у вигляді дискретних приладів. Використання навісних активних компонентів викликано труднощами в утворенні стабільних активних елементів у плівковому виконанні.

Технологія виготовлення гібридних ІМС так само, як і напівпровідникових ІМС, передбачає груповий метод обробки підкладок нанесенням плівкових пасивних елементів на діелектричну основу з наступ-



ним приєднанням до цих елементів навісних активних компонентів, в тому числі ІМС, розміщених на тій самій основі. Використання в гібридних ІМС широкої номенклатури навісних компонентів дозволяє в ряді випадків одержати для них особливі схемотехнічні переваги перед напівпровідниковими ІМС, хоча гібридні ІМС поступаються останнім у щільності пакування, надійності і собівартості. Слід відзначити, що у виробництві гібридних ІМС досягається вищий відсоток виходу придатних виробів (60 ... 80 %) порівняно з напівпровідниковими ІМС (5 ... 30 %). Технологічні принципи виробництва гібридних ІМС застосовуються також при виготовленні мікрозбірок.

**Підкладки.** Діелектрична пластина, призначена для виготовлення комутаційної плати, на якій розміщуються плівкові елементи і навісні компоненти, називається підкладкою. Технічні характеристики підкладки в багатьох випадках визначають якісні показники всієї конструкції гібридних ІМС або мікрозбірок.

Матеріал підкладки повинен мати високу чистоту обробки поверхні ( $R_z \leq 0,1$  мкм на довжині 0,08 мм), високий питомий електричний опір і низькі втрати ( $\operatorname{tg} \delta$ ) в робочому діапазоні частот і температур, бути хімічно стійким до матеріалів, які напиляються, і не мати газового виділення в вакуумі; мати температурний коефіцієнт лінійного розширення (ТКЛР) такий самий, як ТКЛР плівок або близький до нього; мати високу теплопровідність; сприяти забезпеченню високої адгезії плівок, які напиляються; мати високу механічну і електричну міцність, а також низьку вартість. Зрозуміло, що жоден з відомих матеріалів не задовольняє повністю ці вимоги, але найбільш прийнятними є три групи матеріалів: скло, склокристалічні матеріали й кераміка.

Кожна група матеріалів має суттєві переваги і недоліки. Наприклад, підкладки з боросилікатного і алюмосилікатного скла мають дуже високу чистоту поверхні, але низьку теплопровідність. Для кераміки згадані характеристики мають протилежне значення. Практично в компромісі з усіма вимогами до підкладок знаходиться склокристалічний матеріал — ситал. Найбільш широко застосовують для підкладок гібридних ІМС ситал СТ50-1, «Полікор», берилієву кераміку і скло С-48-3.

Промисловість виготовляє прямокутні підкладки різних типорозмірів. Як базові використовуються стандартизовані підкладки розміром  $48 \times 60$  мм з ситалу і кераміки та  $100 \times 100$  мм зі скла. Поділяючи базову підкладку на 2 і 3 або кратні їм частини, одержують нормалізований ряд типорозмірів. Товщина підкладок буває 0,6; 1 і 1,6 мм.

**Резистори.** Властивості і параметри тонкоплівкових резисторів в значній мірі і в першу чергу визначаються властивостями резистивних матеріалів. Такі матеріали можна поділити на три основні групи: чисті метали, сплави металів і мікрокомпозиції.

Резистивними матеріалами з чистих металів є хром і тантал; із



сплавів металів — ніхром. Проте найширше застосування при виготовленні тонкоплівкових резисторів знаходять мікрокомпозиції, які за своїми властивостями наближаються до сплавів металів. Мікрокомпозиції, крім металів, містять і діелектрики або напівпровідники і мають високий опір квадрата резистивної плівки. Характерним мікрокомпозиційним матеріалом є сплав МЛТ-типу з хрому і кремнію з домішками заліза, нікелю й алюмінію. Окремим випадком мікрокомпо-

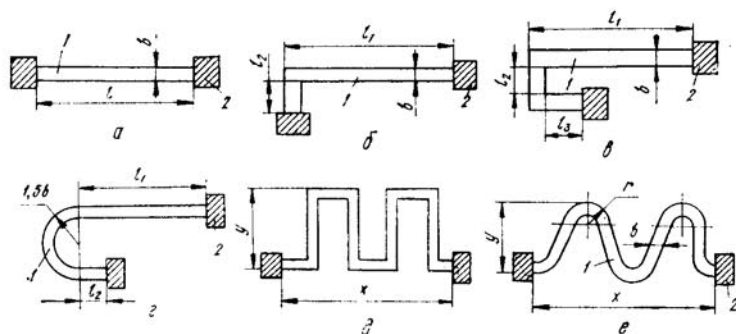


Рис. 2.14

зиційних сплавів є кермети, в яких використовують тугоплавкі і благородні метали та діелектрик.

Тонкі плівки наносяться на основу різними технологічними методами, які в сполученні з методом фотолітографії дозволяють одержати резистори необхідної конфігурації і розмірів. Найбільш поширені методи вакуумного напылення і катодного або іонно-плазмового розпылення. Діапазон номінальних значень опору тонкоплівкових резисторів стандартного розміру становить 10 Ом — 100 кОм при розкиді  $\pm (3-10 \%)$  і номінальній потужності 0,2 Вт. Використовуючи засоби індивідуального доведення опорів, можна досягти точності плівкових резисторів  $\pm 0,01 \%$ .

Конструктивно плівкові резистори звичайно мають або форму прямокутника (рис. 2.14, а), або прямокутника з вигинами (рис. 2.14, б, в, г). У випадку, коли розрахункова довжина резистора перевищує довжину відведеної під нього зони на підкладці, резистору надають складної конфігурації (рис. 2.14, д, е). Слід підкреслити, що змєвидні резистори (рис. 2.14, е) значно перевершують резистори типу «меандр» (рис. 2.14, д) за рівнем розсіюваної потужності.

Найпоширеніше застосування на практиці дістали резистори прямокутної форми (рис. 2.14, а). Вони відрізняються простотою конструкції, відсутністю локальних перевантажень. Крім того, такі резистори мають однорідне потенціальне поле, а похибки суміщення фотомасок компенсуються. Метою розрахунку таких резисторів є

визначення їх геометричних розмірів з урахуванням забезпечення заданих потужностей і точності виготовлення.

Вихідними даними для розрахунку резисторів є: номінальне значення опору  $R$  (Ом), поверхневий питомий опір  $\rho_{\text{кв}}$  (Ом/кв), потужність розсіювання резистора  $P$  (Вт), максимальна питома потужність розсіювання резистивної плівки (Вт/см<sup>2</sup>) і відносна похибка опору резистора  $\gamma_R$  (%).

Для резистора прямокутної форми при  $K_{\Phi} > 1$  (2.2), тобто при  $l > b$ , розрахунок починають з визначення ширини резистора, яку обирають з умови

$$b \geq \max \{b_p, b_{\Delta}, b_{\text{техн}}\}, \quad (2.5)$$

де  $b_p$  — мінімальна ширина резистора, при якій забезпечується розсіювання заданої потужності;  $b_{\Delta}$  — мінімальна ширина резистора, при якій забезпечується виконання заданої точності;  $b_{\text{техн}}$  — мінімальна ширина резистора, обумовлена роздільною здатністю прийнятого методу формування конфігурації.

Визначивши  $b_p = \sqrt{\rho_{\text{кв}} P / R P_0}$  і  $b_{\Delta} = (\Delta b + \Delta l / K_{\Phi}) / \gamma_{\text{кв}}$ , де  $\Delta b, \Delta l$  — точність відтворення геометрії резисторів (для маскового методу  $\Delta b = \Delta l = \pm 10$  мкм);  $\gamma_{R\Delta} = \gamma_R - \gamma_{\rho_{\text{кв}}} - \gamma_{Rl} - \gamma_{Rct}$ ;  $\gamma_{\rho_{\text{кв}}}$  — похибка відтворення питомого поверхневого опору ( $\gamma_{\rho_{\text{кв}}} = 4$  %);  $\gamma_{Rl}$  — температурна похибка опору;  $\gamma_{Rct}$  — похибка опору, зумовлена старінням резисторів (не привносить 2—3 %), а також прийнявши  $b_{\text{техн}} \approx 100$  мкм (для фотолітографічного і маскового методів), за формулою (2.5) остаточно встановлюють значення  $b$ .

Знаючи ширину резистора, за формулою (2.2) розраховують його довжину  $l$ .

При розрахунку резисторів складної конфігурації слід враховувати, що густина струму в кутах загину відрізняється від густини струму на прямолінійних ділянках, що враховується величиною коефіцієнта форми. Так, для конфігурацій резисторів, показаних на рис. 2.14, б, в, г, відповідно маємо

$$K_{\Phi} = (l_1 + l_2) / b + 0,559;$$

$$K_{\Phi} = (l_1 + l_2 + l_3) / b + 1,111;$$

$$K_{\Phi} = (l_1 + l_2) / b + 2,96.$$

Доданки 0,559; 1,111; і 2,96 в цих формулах враховують опори кутових загинів плівки.

В окремих випадках необхідна припасовка опорів виготовлених резисторів до номіналу. При цьому застосовують два способи — індивідуальний і груповий.

На рис. 2.15 показані конструкції тонкоплівкових резисторів, пристосованих для індивідуальної припасовки. Опір резистора, показа-

ного на рис. 2.15, а, припасовують, частково або повністю усуваючи резистивний шар у зоні його розширення. Опір резистора, показаного на рис. 2.15, б, припасовують, перерізаючи резистивні або провідникові перемички. Резистивні або провідні шари підрізують алмазним різцем або лазерним променем.

Групове припасування передбачає зміну всієї структури резистивної плівки. Наприклад, якщо нанести на танталові плівки анодне по-

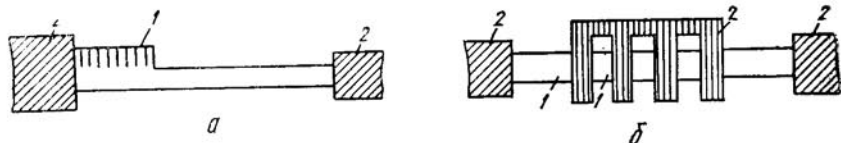


Рис. 2.15

криття, то опір усіх плівок збільшується, а на поверхні утворюється ізоляційна плівка оксиду танталу.

**Конденсатори.** Всі різноманітні конструктивні форми тонкоплівкових конденсаторів гібридних ІМС зводяться до двох варіантів: конденсатори з трিশаровою структурою (рис. 2.16, а), які складаються з двох металічних обкладок, розділених шаром діелектрика, і конденсатори планарної конструкції (рис. 2.16, б), що являють собою дві розташовані в одній площині обкладки, нанесені на діелектриках. Останні конденсатори називають ще гребінчастими. Ємність таких конденсаторів зумовлена крайовим ефектом і вимірюється практично одиницями пікофард.

Ємність тришарових конденсаторів визначається в пФ:

$$C = 0,0885 \epsilon S/d, \quad (2.6)$$

де  $\epsilon$  — діелектрична проникність матеріалу діелектрика;  $S$  — площа перекриття обкладок конденсатора, см.<sup>2</sup>  $d$  — товщина діелектрика, см. Активна площа перекриття обкладок тришарових конденсаторів гібридних ІМС може досягати 5 мм<sup>2</sup> і більше, а ємність таких конденсаторів — десятки тисяч мікрофард.

Властивості і характеристики тонкоплівкових конденсаторів визначаються матеріалом обкладок і діелектричного шару.

Матеріал обкладок повинен мати низький електричний опір, хорошу адгезію до матеріалу підкладки та інших плівок, а також низьку рухливість атомів, тому для обкладок не використовують такі матеріали, як мідь і золото, атоми яких проникають у діелектрик і утворюють провідні перемички між обкладками. Обкладки найчастіше бувають з алюмінію А99 ДЕСТ 11069—74, танталу ТВ4 ТУ95.311—75 і танталу ВТІ—ОТУ 1-5-11—73.

Важливими вимогами до діелектрика плівкових конденсаторів є: високе значення діелектричної проникності й електричної міцності,

мінімальні втрати на високих частотах і низьке значення температурного коефіцієнта ємності (ТКЕ).

Однією з важливих характеристик плівкових конденсаторів, що залежить від матеріалу діелектричного шару, є питома ємність, яка з урахуванням виразу (2.6) визначається рівнянням  $C_0 = C/S = 0,885 \epsilon/d$ . Мінімальна товщина  $d$  діелектричного шару обмежена мікрорedefектами плівкових структур і допустимою робочою напругою.

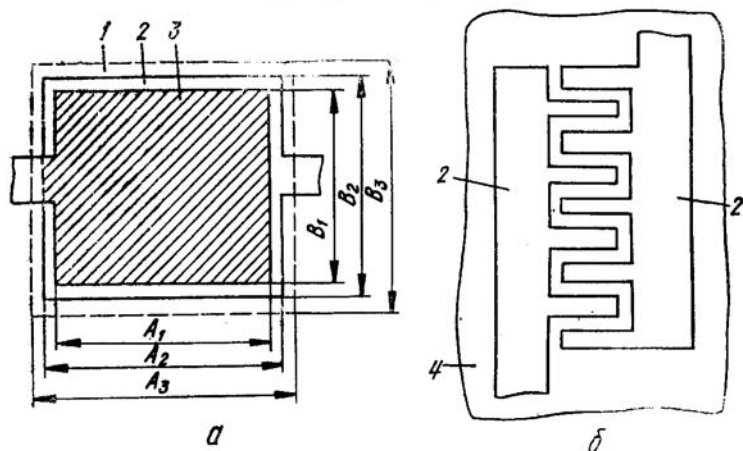


Рис. 2.16

Вихідними даними для розрахунку тришарових тонкоплівкових конденсаторів (рис. 2.16, а) є номінальна ємність  $C$  в пікофарадах, її відносне відхилення від номінального значення  $\gamma_c$  у відсотках і робоча напруга  $U_p$  у вольтах. В результаті розрахунку необхідно визначити питому ємність  $C_0$ , а також геометричні розміри  $S$  і  $d$  з урахуванням вимог електричної міцності.

Розрахунок починають з визначення товщини діелектрика  $d \geq U_p K_3 / E_{пр}$ , де  $K_3$  — коефіцієнт запасу ( $K_3 = 2 - 4$ );  $E_{пр}$  — пробивна напруга діелектрика, В/см.

Далі розраховують максимально допустиму відносну похибку відтворення площі конденсатора

$$\gamma_{S\text{доп}} = \gamma_c - \gamma_{C_0} - \gamma_{C_{ст}} - \gamma_{C_t}$$

де  $\gamma_{C_0}$  — похибка відтворення питомої ємності, яка становить, як правило, 5 — 10 %;  $\gamma_{C_t}$  — температурна похибка ємності, яка визначається формулою  $\gamma_{C_t} = \alpha_c (T - 20^\circ \text{C})$ ;  $\alpha_c$  — ТКЕ матеріалу діелектрика,  $1/^\circ \text{C}$ ;  $T$  — максимальне значення робочої температури конденсатора,  $^\circ \text{C}$ ;  $\gamma_{C_{ст}}$  — похибка, зумовлена старінням конденсатора (2 — 3 %).

Тепер можна оцінити питому ємність діелектрика із виразів

$$C'_0 = 0,885 \epsilon/d;$$

$$C''_0 = C \left( \frac{\gamma_{S\text{доп}}}{\Delta A} \right)^2 \cdot \frac{K_\Phi}{(1 + K_\Phi)^2},$$

де  $\Delta A$  — абсолютна похибка відтворення розмірів тонкоплівкового конденсатора, яка дорівнює для маскового методу  $\pm 10^{-3}$  см;  $K_\Phi = A_1/B_1$  — коефіцієнт форми прямокутного конденсатора.

Обравши кінцеве значення питомої ємності  $C_0$  з вимоги  $C'_0 < C_0 < C''_0$ , уточнюють товщину діелектрика з виразу

$$d = 0,0885 \epsilon/C_0.$$

Визначивши з відношення  $S = C/C_0$  активну площу обкладок конденсатора, розраховують геометричні розміри конденсатора за формулами:

розміри верхньої обкладки

$$A_1 = \sqrt{SK_\Phi}; \quad B_1 = A_1/K_\Phi;$$

розміри нижньої обкладки

$$A_2 = A_1 + 2(\Delta A + \psi); \quad B_2 = B_1 + 2(\Delta A + \psi);$$

розміри діелектричного шару

$$A_3 = A_2 + 2(\Delta A + \psi); \quad B_3 = B_2 + 2(\Delta A + \psi),$$

де  $\psi$  — похибка установки і суміщення масок, см.

При конструктивному розрахунку тришарових плівкових конденсаторів з малою площею обкладок (менше  $5 \text{ мм}^2$ ) необхідно враховувати крайовий ефект, при наявності якого ємність конденсатора визначається формулою

$$C = 0,0885 \epsilon S/Kd,$$

де  $K$  — поправочний коефіцієнт, який враховує крайовий ефект і визначається з графіка. Далі методика розрахунку аналогічна поданій вище.

Технологічні методи нанесення на основу провідних і діелектричних плівок такі самі, що і при виготовленні плівкових резисторів.

**Котушки індуктивності.** Тонкоплівкові котушки індуктивності в гібридних ІМС виконують на підкладці у вигляді одновиткових або багатовиткових спіралей. Найпоширеніші котушки індуктивності у вигляді плоскої багатовиткової спіралі круглої (рис. 2.17, а) або прямокутної (рис. 2.17, б) форми.

Для розрахунку тонкоплівкової котушки індуктивності необхідно знати такі дані: індуктивність  $L$ , добротність  $Q$  і робочу частоту  $f$ .

В результаті конструктивного розрахунку повинні бути визначені внутрішній  $D_{\text{вн}}$  і зовнішній  $D_{\text{зовн}}$  діаметри спіралі, її крок  $t$ , товщина провідного шару  $h$  і число витків  $N$ .

На початку розрахунку вибирають форму спіралі. Якщо потрібно мати високу добротність котушки індуктивності, то спіраль беруть круглої форми, оскільки довжина її струмопроводу менша, ніж у пря-

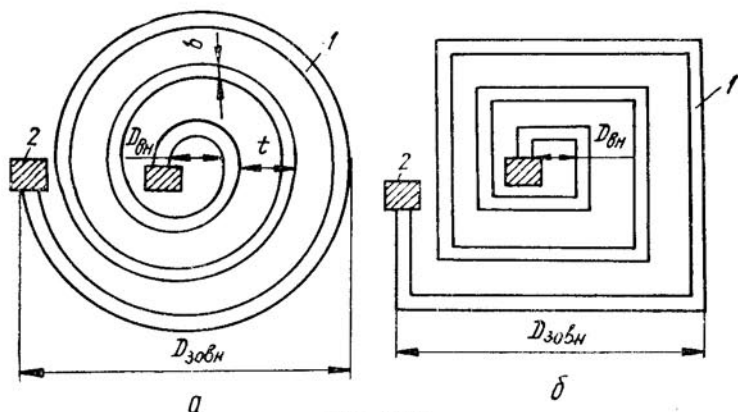


Рис. 2.17

мокутної спіралі. Щоб забезпечити мінімальну площу, яку займає котушка індуктивності, спіраль вибирають прямокутної форми.

Внутрішній діаметр  $D_{\text{вн}}$  визначається розміром внутрішньої контактної площадки і, як правило, дорівнює 0,5 мм. Зовнішній діаметр  $D_{\text{зовн}}$  визначають з відношення  $(D_{\text{вн}}/D_{\text{зовн}})_{\text{opt}} = 0,4$  для спіралі круглої форми і  $(D_{\text{вн}}/D_{\text{зовн}})_{\text{opt}} = 0,362$  для спіралі квадратної форми.

Потім за графіком (рис. 2.18) знаходять значення коефіцієнта  $K$ , після чого обчислюють крок спіралі  $t = K \sqrt{D_{\text{вн}}^3/L}$ .

Число витків  $N$  тонкоплівкової котушки індуктивності визначається за формулою  $N = (D_{\text{зовн}} - D_{\text{вн}}) 2t$ .

Визначивши товщину  $h$  провідного шару  $h = (2 \dots 4) y$ , де  $y$  — відстань, на яку поширюється електромагнітна хвиля в матеріалі плівкового провідника:  $y = K_1 \sqrt{\lambda}$  (мкм);  $K_1$  — коефіцієнт, який залежить від матеріалу плівкового шару (для  $\text{Cu}$   $K_1 = 0,39$ , для  $\text{Ag}$   $K_1 = 0,37$ , для  $\text{Al}$   $K_1 = 0,51$ );  $\lambda$  — довжина хвилі, см, розраховують ширину провідної плівки  $b_0$ , при якій забезпечується задана добротність  $Q$  без урахування скін-ефекту, тобто

$$b_0 = \frac{\rho \cdot l [(D_{\text{зовн}}^2/D_{\text{вн}}^2) - 1] \cdot 10^{-4} Q}{16 f D_{\text{вн}} K^2 h},$$

де  $\rho$  — питомий опір матеріалу плівкового провідника, Ом·см.

Ширина провідної плівки з урахуванням скін-ефекту

$$b = (1,5 \dots 2) b_0 \text{ (мм)}.$$

Матеріалом для плівкових котушок індуктивності найчастіше є алюміній, рідше — срібло, мідь, латунь, нікель. Максимальне значення індуктивності для плівкових схем не перевищує 10 мкГн при порівняно невеликій добротності ( $Q = 50$ ), обумовленій втратами в омичному опорі котушок. Добротність тонкоплівкових котушок індуктивності суттєво залежить від матеріалу осно-

**Провідники і контактні площинки.** Плівкові пасивні елементи і навісні компоненти гібридних ІМС з'єднують у відповідну схему за допомогою плівкових провідників і контактних площинок. Такі провідні елементи повинні мати хорошу електропровідність, не вносити спотворень в сигнали, які передаються, не створювати паразитних зворотних зв'язків і мати надійний, невикривлюючий малощумний контакт з елементами і компонентами схеми. Задовольнити одночасно всі ці, часто суперечливі, вимоги нелегко. Наприклад, зменшення ширини плівкового провідника приводить до зменшення паразитної ємності, однак при цьому збільшується його індуктивність, що, в свою чергу, може викликати спотворення сигналів, які передаються.

Матеріалами для нанесення плівкових провідників і контактних площинок найкращими є золото, срібло, мідь і алюміній. Недоліком золота і міді є погана адгезія до підкладки; срібла і міді — висока міграційна рухливість атомів. Тому вказані матеріали використовують у поєднанні з підшарами нікелю, хрому, ванадію.

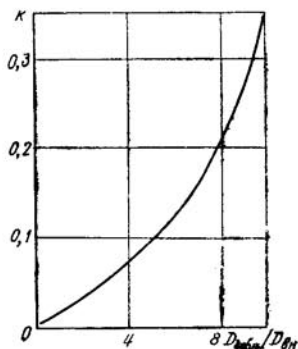


Рис. 2.18

## 2.6. ТОВСТОПЛІВКОВІ ГІБРИДНІ ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ

У товстоплівкових ІМС товщина плівок пасивних елементів, які наносять на підкладку, досягає 70 мкм, одна на частіше дорівнює 20—25 мкм. Оскільки в товстоплівкових мікросхемах як активні прилади використовуються дискретні компоненти (звичайно в безкорпусному виконанні), такі мікросхеми є гібридними.

При виготовленні товстоплівкових гібридних ІМС на підкладку з кераміки або стеатиту методом шовкографії наносять пасти. До складу паст входять металічний порошок або оксид металу (наповнювачі), склоподібний флюс (плавень) і органічна зв'язка. Пасту наносять на підкладку, продавлиючи її з допомогою ракеля через сітчастий тра-



фарет з ниток натурального шовку або нержавіючої сталі. На поверхні трафарету нанесено захисний рисунок, за допомогою якого пасти продавлюють на підкладку там, де повинні розміщатися елементи мікросхеми.

Формування елементів товстоплівкової гібридної ІМС здійснюється термообробкою (випалюванням) паст, при якій зв'язка вигорає, склоподібний флюс надійно сплавляється з підкладкою, обволікаючи мегалічний або оксидний наповнювачі, які утворюють провідні або резистивні шари. Співвідношення між наповнювачем і флюсом визначає опір резистивного шару. Після термообробки діелектричних паст утворюються однорідні скловидні плівки. Потім здійснюється монтаж навісних компонентів — діодів, транзисторів, напівпровідникових ІМС та інших деталей.

Технологія виготовлення товстоплівкових гібридних ІМС значно простіша, ніж тонкоплівкових, що забезпечує їх меншу вартість. Елементи товстоплівкових ІМС стійкіші до впливу зовнішнього середовища. Однак розкид параметрів елементів у них більший, а густина розміщення елементів на підкладці менша, ніж у тонкоплівкових ІМС.

Підкладки товстоплівкових ІМС частіше виготовляються з кераміки на основі 96 %-го полікристалічного оксиду алюмінію або з берилієвої кераміки з доброю теплопровідністю. Розміри підкладок стандартизовані і вибираються в залежності від конструкції корпусів ІМС, що застосовуються. Товщина підкладок дорівнює 0,6 мм. Найчастіше використовують розміри  $8 \times 15 \text{ мм}^2$ ;  $10 \times 16 \text{ мм}^2$ , а також кратні їм.

Резистивні пасти виготовляються на основі композицій: платина — оксид іридію, срібло — оксид рутенію, вісмут — рутеній, рутеній — іридій. Особливо широко застосовуються резистивні пасти, які виготовляють з композиції паладій—срібло. Такі пасти мають широкий діапазон опору квадрату резистивної плівки, що забезпечує номінальні опори резисторів від 25 Ом до 1 МОм, характеризуються відносно низьким значенням ТКО.

Топологія товстоплівкових резисторів найчастіше відповідає приведеній на рис. 2.14, а. Тому номінальний опір такого резистора визначається формулою (2.2).

Ширину резистора (при  $l > b$  і  $K_f = l/b$  розраховують за виразом

$$b \geq \sqrt{\rho_{\text{кв}} P / P_0 R},$$

забезпечуючи необхідне значення потужності розсіювання  $P$  Вт при максимальній питомій потужності розсіювання резистивної плівки  $P_0$  Вт/мм<sup>2</sup>. Довжину резистора розраховують потім за формулою (2.2). Товщина резистивних плівок після термообробки становить приблизно 20—25 мкм.

Діелектричні плівки, які застосовують як діелектрики товстоплівкових конденсаторів, виготовляються з діелектричних паст на основі суміші керамічних матеріалів і флюсів. Діелектрична проникність

паст на основі композиції титанат барію—окис алюмінію—легкоплавке скло, що використовуються для діелектриків у конденсаторах, становить від 10 до 2000. Діелектричні плівки з питомою ємністю  $C_0 = 3700 \text{ пФ/см}^2$  дозволяють виготовляти товстоплівкові конденсатори з номінальною ємністю, яка лежить в діапазоні від 100 до 2500 пФ. Відносна похибка номінальної ємності не перевищує  $\pm 15 \%$ . Пробивна напруга конденсатора не менша 150 В. Марки діелектричних паст — ПК 1000—30 та ПК-12. Товщина діелектричних плівок товстоплівкових конденсаторів становить 40—60 мкм.

Для захисних шарів і міжшарової ізоляції застосовуються паста марок ПД-1, ПД-2, ПД-3 і ПД-4, які виготовляються з низькоплавкого скла і глинозему. Опір ізоляції плівок після термообробки паст не менший  $10^{12} \text{ Ом}$  при сталій напрузі 100 В. Товщина ізоляційних шарів від 30 до 70 мкм.

Основою провідних паст є золото, золото-паладій, золото—платина, паладій—срібло, платина—срібло.

## 2.7. ДИСКРЕТНІ НАВІСНІ КОМПОНЕНТИ

Навісними компонентами гібридних ІМС і мікрозбірок бувають мініатюрні корпусні і безкорпусні діоди і транзистори, діодні і транзисторні матриці, безкорпусні напіпровідникові мікросхеми, мініатюрні резистори і конденсатори. Використовуючи ці компоненти, які вибирають, виходячи з технічних, конструктивно-технологічних, економічних та експлуатаційних вимог, що ставляться до мікросхем, можна гнучко розв'язувати ряд складних інженерних задач щодо створення як типових, так і нетипових функціональних вузлів радіоелектронної апаратури.

Навісні компоненти розміщують на комутаційній платі рядами, паралельними її сторонам, забезпечуючи можливість їх автоматичного встановлення, швидкої заміни, з'єднуючи плівковими проводами мінімальної довжини, раціонально використовуючи площу і підкладку.

Навісні компоненти прикріплюють до контактних площинок різними способами. Компоненти з твердими выводами припаюють або застосовують ультразвукове зварювання, термокомпресію, промінь лазера. Компоненти з гнучкими выводами припаюють або приклеюють за допомогою епоксидних клеїв.

**Безкорпусні транзистори і транзисторні матриці.** В наш час промисловою випускається велика номенклатура безкорпусних транзисторів, які застосовуються як підсилювальні елементи в гібридних ІМС і мікрозбірках. На рис. 2.19, а показана конструкція безкорпусного транзистора типу КТ317, характерна за формою і розмірами для більшості безкорпусних транзисторів.

Транзисторні матриці використовують у специфічних схемах. Широко застосовуються двотранзисторні матриці при проектуванні ба-

лансних схем (наприклад, матриця типу К129НТ1), де потрібні два транзистори із строго ідентичними параметрами і однаковими температурними залежностями цих параметрів. У пристроях комутації знаходять застосування інтегральні переривачі (наприклад, матриця типу К743КТ1), які також складаються з двох транзисторів. Типова конструкція транзисторної матриці К743КТ1 показана на рис. 2.19, б.

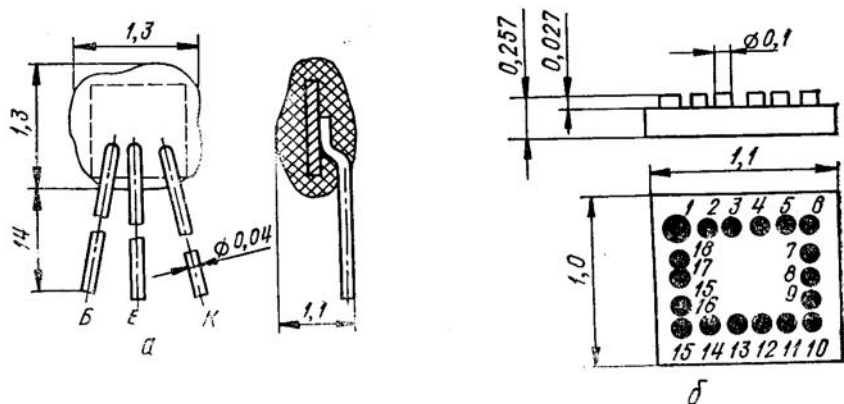


Рис. 2.19

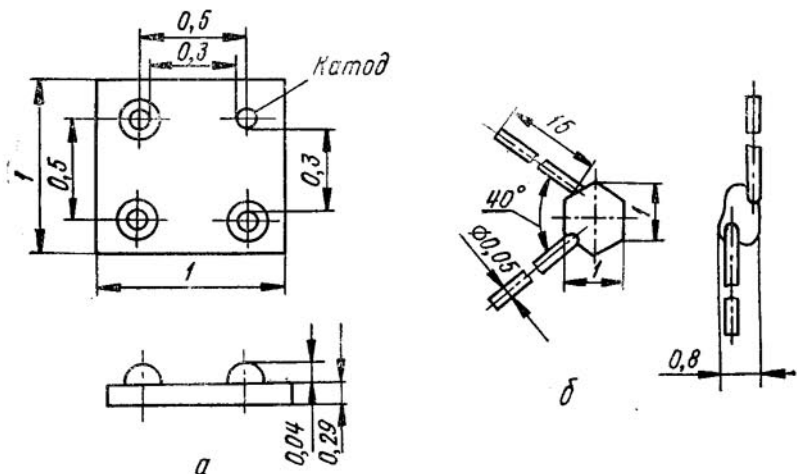


Рис. 2.20

**Безкорпусні діоди і діодні матриці.** В гібридних ІМС як діодні структури переважно застосовують останнім часом безкорпусні діодні матриці, які мають один — чотири діоди. Конструктивно їх виготовляють із загальним анодом або загальним катодом. При цьому вивід або

група виводів, які є спільними для даного типу діодної матриці, вказуються на її габаритному кресленні.

Характерна конструкція діодної матриці (КД913А) на три діоди із загальним катодом показана на рис. 2.20, а. Інші конструктивні форми діодних матриць аналогічні конструкціям безкорпусних транзисторів.

При розробці багатьох мікроелектронних пристроїв застосовуються прилади оптоелектроніки, а саме — світлодіоди. Деякі із світлодіодів випускаються без корпусів.

До них належать арсенідогалієві епітаксійні світлодіоди типу АЛ109А і фосфідогалієві епітаксійні світлодіоди типу АЛ301А, Б. Габаритне креслення безкорпусного світлодіода АЛ109А показано на рис. 2.20, б.

**Мініатюрні резистори.** Разом з плівковими в гібридних ІМС, і особливо в мікросбірках, широко застосовують дискретні резистори в мініатюрному виконанні. На рис. 2.21 показані характерні конструктивні форми мініатюрних резисторів.

Резистори, показані на рис. 2.21, а, — композиційні таблеткового типу (марки резисторів СЗ-2, СТЗ-28). Остання марка належить терморезистору. На рис. 2.21, б показана конструкція композиційних резисторів ниткового типу (марки резисторів С2-12, СЗ-3). Промисловістю випускаються також терморезистори СТЗ-32.

**Мініатюрні конденсатори.** При проектуванні гібридних ІМС часто використовують мініатюрні конденсатори, які забезпечують при порівняно малих габаритах високу стабільність параметрів мікросхеми. Більшість мініатюрних конденсаторів керамічні (типу К10-7А, К10-7В, К10-9, К10-9М, К10-17В, що пояснюється їх дуже високою питомою ємністю. Тільки конденсатори К53-15, К53-16 оксидно-напівпровідникові. Звужують область застосування мініатюрних керамічних конденсаторів досить великі діелектричні втрати ( $\tan \delta$ ). Основні конструктивні форми мініатюрних конденсаторів показані на рис. 2.22.

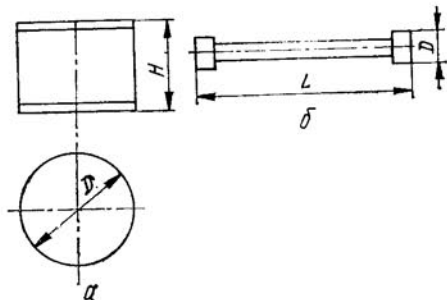


Рис. 2.21

## 2.8. КОРПУСИ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ

Для захисту елементів і компонентів ІМС від дії зовнішнього середовища — пилу, вологи, механічних і електромагнітних дій — кристал (підкладку) герметизують за допомогою ізоляційних матеріалів, або використовуючи вакуум-щільну герметизацію. Це ускладнює конструкцію ІМС, суттєво підвищуючи, однак, її надійність.

Перший спосіб герметизації застосовується при виробництві безкорпусних ІМС, для чого використовуються органічні і неорганічні полімерні матеріали: легкосплавні халкогенідні стекла, лаки, емалі, еластичні і тіксотропні компаунди. Ці матеріали наносять вакуумним або вихровим напиленням, розпиленням із пульверизатора, зануренням з механічною вібрацією, заливанням і т. п. Більш надійними, проте і вищої вартості, є покриття з неорганічних матеріалів.

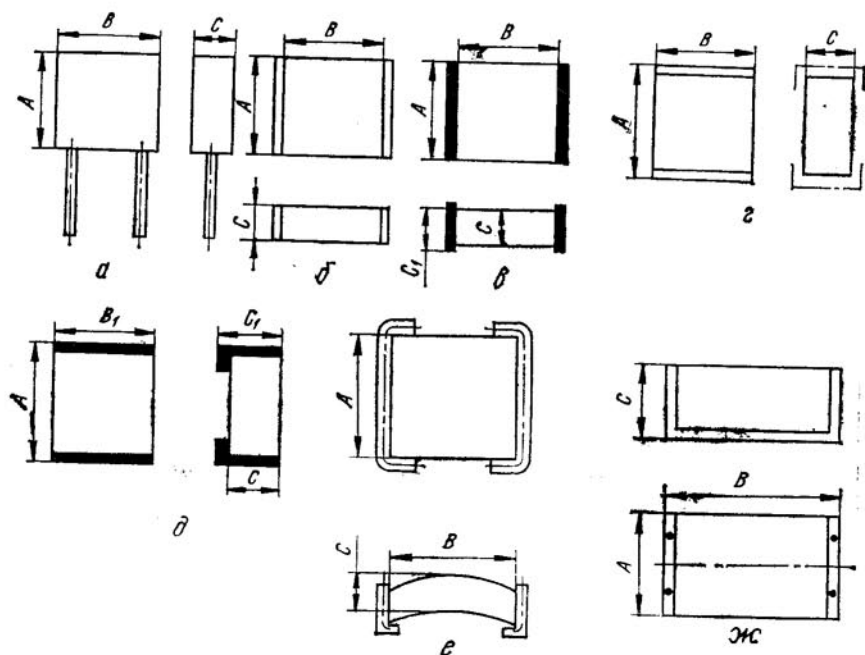


Рис. 2.22

Кардинальним способом захисту кристала або підкладки з елементами і компонентами ІМС від впливу зовнішнього середовища є вакуумно-щільна герметизація, яка реалізується при розміщенні кристала в герметизованому корпусі. В наш час виготовляється велика номенклатура корпусів для ІМС, які відрізняються ступенем ефективності захисних властивостей, масою і габаритними розмірами, матеріалом і кількістю виводів. Корпуси повинні не допускати проникнення вологи до мікросхеми; мати мінімальні масу і розміри; бути достатньо корозійно стійкими і механічно міцними; забезпечувати чистоту середовища, яке оточує кристал або підкладку; забезпечувати добре передавання тепла від мікросхеми в оточуюче середовище; мати мінімальну вартість та ін.



не потребують в ній отворів: планарні виводи зверху припаюються до контактних площинок плат. Тому мікросхеми з планарними виводами можна розміщувати з двох сторін друкованої плати, при цьому легко відпаювати окремі виводи під час ремонтних робіт. До мікросхем у корпусах з штирьовими виводами можна застосовувати високопродуктивні технологічні процеси пайки, наприклад, пайку хвилею припою.

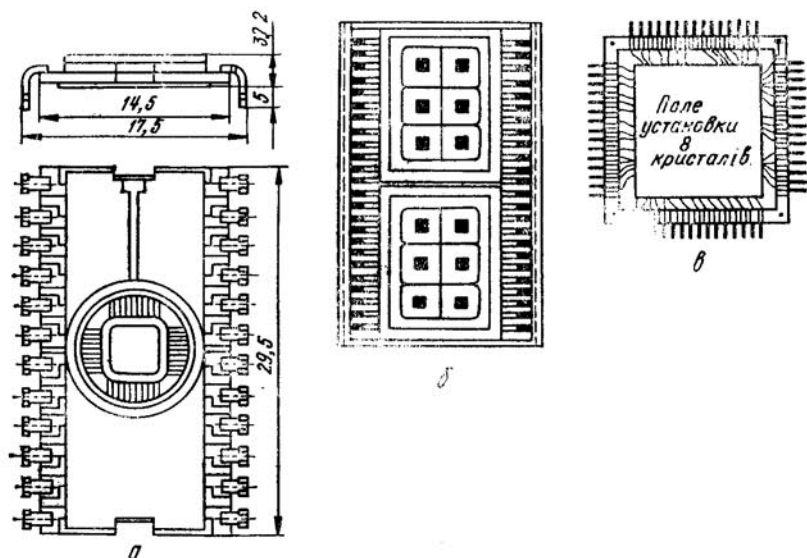


Рис. 2.24

В залежності від використаних матеріалів розрізняють такі типи корпусів: металоскляні, металокерамічні, керамічні і пластмасові. Металоскляний корпус складається з металічної кришки і скляної або металічної основи, обладнаної виводами через скляні ізолятори. В металокерамічному корпусі основа, яка виготовлена з кераміки, з'єднується з металічним корпусом заливанням компаунда. Керамічний корпус складається з керамічної кришки і основи, з'єднаних пайкою. Пластмасовий корпус створюють впресовуванням кристала (підкладки) в пластмасу, яка має рамки з виводами. З точки зору захисту від вологи пластмасові корпуси найменше надійні, проте і найекономічніші. Таким чином, головними елементами конструкції корпусу є металічна або керамічна кришка і армована виводами основа, на якій з допомогою допоміжних конструктивних елементів закріплюється кристал (підкладка) мікросхеми. В сукупності все це являє собою закінчений конструктивний вузол.

Кристали мікросхеми високого ступеня інтеграції з числом елементів понад  $10^3$ — $10^4$  — ВІС мають велику кількість виводів, що накладає



особливості на конструкцію корпусу. Для розміщення великого числа виводів з встановленим кроком металокерамічні або пластмасові корпуси ВІС роблять подовженої форми. На рис. 2.24, а показаний такий металокерамічний корпус, на металічному дні якого міститься кристал напівпровідникової схеми. Контактні площинки кристала з'єднуються золотими дротинками з контактними площинками корпусу, розміщеними біля довгих сторін його периметра. На рис. 2.24, б показаний корпус ВІС подовженої форми, який складається з 12 кристалів, з дворядним розміщенням 48 виводів. Широко застосовуються в ВІС балкові виводи на підкладці, в отворах якої розміщують стандартні кристали. ВІС з 8 кристалами з балочними виводами показана на рис. 2.24, в.

Велика кількість виводів в корпусі ВІС, а також їх недостатня механічна міцність збільшує ймовірність пошкодження виводів при виробництві, транспортуванні і встановленні мікросхеми в радіоапаратуру. Через це почали виготовляти корпуси для ВІС без штирьових або планарних виводів, які не мають вихідних контактних площинок подовженої форми, розміщених на одній більшій стороні периметра корпусу. Встановлюють такі корпуси на друковану плату з допомогою спеціальної панелі типу «роз'єднувач», яка має затискуючі контакти.

### Розділ 3. ОПТОЕЛЕКТРОННІ ЕЛЕМЕНТИ ТА СИСТЕМИ

Вихідним матеріалом сучасних електронних пристроїв є тверде тіло, в якому можуть протікати не лише електричні, а й інші процеси, зв'язані з магнітними, тепловими, оптичними, а також механічними явищами. Неелектричні процеси в твердому тілі тісно пов'язані з електричними процесами певними законами.

Електронні пристрої та системи, в яких використовують разом з традиційними електричними ефектами неелектричні, лежать в основі нового напрямку в електроніці — оптоелектроніці.

*Оптоелектроніка* — це область електроніки, в якій вивчаються як оптичні, так і електронні явища в тілах, а також розглядаються питання перетворення оптичних сигналів в електричні і навпаки.

Практичною реалізацією таких явищ є створення оптоелектронних елементів (пристроїв) та інформаційних оптоелектронних систем. Основними структурними елементами оптоелектроніки є джерела світла, фотоприймачі, індикатори, лінії зв'язку, оптрони, які використовуються у створенні оптоелектронних систем оптичної пам'яті, оптичного зв'язку тощо. Такі пристрої та системи знаходять широке застосування в області промислової електроніки.

Матеріальна база оптоелектроніки значно багатша та різноманітніша за матеріальну базу електроніки. Якщо, наприклад, найскладні-

ші електронні пристрої (інтегральні мікросхеми) функціонують по суті на основі окремих напівпровідникових пристроїв з  $p-n$ -переходами, або пристроїв, виконаних за структурою метал—діелектрик—напівпровідник (пасивні елементи виключаються), то оптоелектронні пристрої використовують цілий набір матеріалів: напівпровідники, сегнетоелектрики, ферромагнетики, п'єзоелектрики, леговане та халкогенідне скло, деякі органічні матеріали (сахароза, желатин та ін.). Оптоелектронні пристрої — твердотілі. Це дозволяє використовувати для їх виготовлення методи сучасної інтегральної технології. Такий напрям функціональної електроніки називають функціональною мікроелектронікою. Потрібно відзначити, що в пристроях функціональної мікроелектроніки використовується не тільки технологічна інтеграція, яка характерна для напівпровідникових та гібридних ІС, а й функціональна інтеграція, тобто застосування в одному пристрої кількох фізичних явищ.

### 3.1. ОСОБЛИВОСТІ ОПТОЕЛЕКТРОНІКИ

Розвиток теорії квантової електроніки, яка є результатом синтезу ідей трьох розділів фізики: атомної, радіофізики та оптики, дав змогу створити найважливіший структурний елемент оптоелектроніки — випромінювач світла. Одночасно зародилася ідея волоконно-оптичних ліній зв'язку, практичне втілення якої почалося в кінці 60-х років. З'явилася можливість побудувати канал оптичного зв'язку, який містить у собі кодоване джерело світла, тракт передачі інформації у вигляді світлового променя та фотоприймач.

Промислова реалізація в 1965—1967 рр. за цією схемою пристрою з відкритим повітряним каналом, названого оп т р о н о м, показала велику його ефективність як функціонального елемента електричного кола. Тепер для передачі та обробки інформації застосовують складні оптоелектронні системи на основі поєднання оптичних та гальванічних зв'язків та перетворення інформації у формі оптичних та електричних сигналів у функціональних електронних колах. Таким чином, оптоелектроніка, яка являє собою новий клас функціональних електронних кіл на базі твердого тіла із оптичною ланкою в тракті передачі сигналу, розв'язує питання перетворення за заданим алгоритмом як оптичних, так і електричних сигналів.

Функції керування та перетворення в оптоелектронній системі поряд з електричними процесами виконує електронний промінь. Тому ланцюги з електричним кільцем відрізняються новими якісними показниками в порівнянні з нині діючими електронними ланцюгами керування та перетворення. У звичайній електронній системі носії інформації — електрони та керуюче середовище — електричне поле мають ту саму природу, що обумовлює низький захист системи від завад. В оптоелектроніці це обмеження відсутнє, оскільки носіями інформації

ції є електрично нейтральні фотони. Відсутність взаємодії між фотонами, які не створюють ні електричних, ні магнітних полів, повністю виключає взаємні паразитні впливи між елементами та з'єднаннями оптоелектронної системи і не обмежує подальшого підвищення ступеня інтеграції, щільності пакування елементів та швидкодії системи. Світловий промінь також забезпечує однонапрямленість потоку інформації при відсутності зворотної реакції фотоприймача на джерело, передачу одночасно багатьох оптичних сигналів без взаємодії, а також ідеальну гальванічну розв'язку між входом та виходом. Останнім забезпечується можливість узгодження високоомних кіл з низькоомними, високовольтних з низьковольтними. Стійкість до переваг оптического каналу зв'язку в  $10^6 \dots 10^9$  раз перевищує рівень робочих сигналів оптоелектронної системи, що характеризує її високу надійність. Все це вигідно відрізняє оптичний зв'язок від гальванічного.

Як показує аналіз, найбільша ефективність роботи тракту оптичного зв'язку забезпечується в діапазоні довжин хвиль  $0,4 \dots 1,2$  мкм, що охоплює й видиму частину спектра. Робота оптоелектронних систем в короткохвильовому діапазоні характеризується сильним затуханням оптичного сигналу в світловоді. Обмеження інфрачервоної області (довгохвильової частини діапазону) пов'язано з необхідністю глибокого охолодження фотоприймачів гелієм, воднем чи рідким азотом. Тому оптоелектронні системи звичайно працюють у видимій частині оптичного спектра, де чутливість фотоприймачів максимальна. Це забезпечує також можливість візуального контролю стану елементів оптоелектронних систем за їх світимістю. У пристроях та системах з чисто гальванічним зв'язком такий контроль забезпечується за допомогою спеціальних індикаторних засобів, що ускладнює виріб і знижує його надійність. Висока частота оптичних коливань забезпечує можливість створення широкосмугових систем функціональної мікроелектроніки.

Останнім часом широкого розвитку набули основні різновидності оптоелектронних пристроїв, серед яких гідне місце займають пристрої відображення інформації: цифрові табло, індикаторні екрани та інші пристрої картинної логіки. Візуальне відображення інформації за своєю природою завжди спиралося на оптичні явища. Типовими представниками електронних пристроїв відображення інформації є напівпровідникові та рідиннокристалічні індикатори і багаторозрядні та плазменні дисплеї тощо, які відрізняються доброю яскравістю та контрастністю світіння, а також високою економічністю, надійністю та довговічністю. Найважливішою особливістю таких пристроїв є їх сумісність з інтегральними мікросхемами керування індикаторами, що не характерно для електронно-вакуумних та іонних індикаторів.

Розвиток оптоелектроніки перспективний також з точки зору комплексної мікромініатюризації радіоелектронних пристроїв.

Такі традиційні елементи зв'язку, як роз'єднувачі, кабелі, реле, імпульсні трансформатори, геркони, погано стикуються з дискретними

напівпровідниковими пристроями, а тим більше з інтегральними мікросхемами, займаючи більшу частину маси та об'єму виробу та розсіюючи велику потужність споживача.

Тільки оптоелектроніка відкриває реальні шляхи для розв'язання вказаних суперечностей між традиційними електрорадіокомпонентами та інтегральними мікросхемами.

### 3.2. ДЖЕРЕЛА (ВИПРОМІНЮВАЧІ) СВІТЛА

Квантова система може випромінювати енергію мимоволі (спонтанно) або вимушено (індуковано). Спонтанне випромінювання квантових систем є некогерентним (неорганізованим). При такому випромінюванні енергія розподіляється в широкому частотному спектрі. Індуковане випромінювання є монохроматичним або когерентним (організованим). При цьому світлові хвилі мають ту саму частоту й той самий напрям поширення. Джерелами некогерентного випромінювання є випромінюючі діоди (світлодіоди), когерентного — лазери. Названі джерела світла знаходять найширше застосування в проектуванні оптоелектронних пристроїв та систем.

Оптичне випромінювання, зумовлене збудженням електронів у матеріалі внаслідок зовнішньої дії, називається люмінесценцією. Тіла, які мають люмінесцентні властивості, називаються люмінофорами. В залежності від джерела збудження люмінофори поділяють на електролюмінофори, фотолюмінофори, катодолумінофори та рентгенолюмінофори. В оптоелектроніці найпоширеніші електролюмінофори, які являють собою напівпровідник із заданою структурою та домішками. Світіння таких люмінофорові спричинюється або струмом, що протікає через елемент, або прикладеним до елемента електричним полем. Електролюмінофори використовуються в електролюмінесцентних конденсаторах та світлодіодах — найбільш перспективних керованих джерелах світла.

Основними характеристиками джерела світла в оптоелектронному колі є залежність яскравості від керуючої напруги або струму  $B = B(U, I)$ , а також від довжини хвилі висвічування  $B = B(\lambda)$ , які зображають яскравісну та спектральну характеристики. Специфічною характеристикою джерела світла є діаграма напрямленості  $B = B(\theta)$ , яка описує залежність яскравості від кута в просторі  $\theta$ , відрахованого відносно осі джерела. В різних випадках використовують вольт-амперну, перехідну та частотну характеристики, як і в разі радіоелектронних пристроїв.

**Електролюмінесцентні конденсатори.** Названі вище джерела світла конструктивно виготовляються у вигляді конденсатора, діелектриком якого служить електролюмінофор. Як люмінофор, застосовують напівпровідникові структури типу  $A_xB_6$  (з'єднання елементів другої та шостої груп періодичної системи), серед яких пріоритетне використан-

ня знаходять з'єднання цинку і кадмію з сіркою та селеном і, в особливості, сульфід цинку  $ZnS$ , активований домішками марганцю, міді, алюмінію. Світлове випромінювання сульфиду цинку в залежності від типу та кількості введеного в нього активатора лежить в діапазоні довжин хвиль від 0,45 (голубе світло) до 0,6 мкм (жовто-оранжеве світло).

Одна з можливих конструкцій електролюмінесцентного конденсатора, який являє собою багатшарову структуру, показана на рис. 3.1. На підкладку 1 послідовно наносяться: провідник 2 (нижня прозора

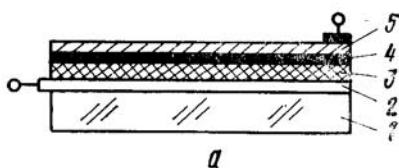


Рис. 3.1

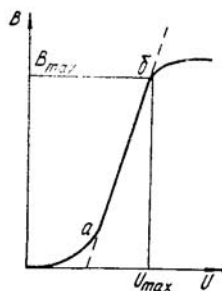


Рис. 3.2

обкладка конденсатора), шар електролюмінофора 3, захисний шар лаку або діелектричний прошарок з оксиду (двооксиду) кремнію 4 та шар провідника 5 (верхня обкладка конденсатора). Провідникові шари — це оксиди металів.

Якщо прикласти між зовнішніми обкладками напругу, то в шарі електролюмінофора електричне поле збуджує явище електролюмінесценції. Виводять світлове випромінювання з боку підкладки, зробленої з прозорого матеріалу — слюди або скла.

Типова характеристика яскравості електролюмінесцентних конденсаторів зображена на рис. 3.2. В діапазоні зміни яскравості на два—три порядки від дуже низьких рівнів до значення  $B_{\max}$  (відрізок  $ab$ ) ця характеристика добре описується емпіричною формулою вигляду

$$B = k \exp(-b/\sqrt{U}), \quad (3.1)$$

де  $U$  — збуджуюча напруга;  $k, b$  — коефіцієнти, які залежать від частоти збуджуючої напруги. В логарифмічному масштабі співвідношення (3.1) — пряма лінія:

$$\ln B = \ln k - b \ln(U)^{1/2}. \quad (3.2)$$

Максимально допустима напруга конденсатора —  $U_{\max}$  та відповідна йому максимально допустима яскравість  $B_{\max}$  залежать від строку служби конденсатора.

Електролюмінесцентні конденсатори використовують як джерела світла в оптронах, а також в малогабаритних індикаторних табло та

екранах, в елементах пам'яті з великою густотою пакування елементів. Плівкова структура таких конденсаторів дозволяє використовувати для їх виготовлення інтегральні методи. Електролюмінесцентні конденсатори, що виготовляються серійно, працюють на змінній напрузі.

Слід зазначити, що інерційність джерела світла на основі напівпровідникових структур типу  $A_2B_6$  значна і становить  $10^{-3}$  с. Це стримує широке застосування електролюмінесцентних конденсаторів у функціональних колах оптоелектроніки.

**Світлодіоди.** Використання напівпровідникових матеріалів типу  $A_2B_5$  дозволило значно зменшити інерційність та збільшити швидкодію електролюмінесцентних джерел світла. До таких матеріалів належать фосфід та арсенід галію ( $GaP$ ,  $GaAs$ ), які застосовують при виготовленні некогерентних джерел світла, що називаються світлодіодами. Перспективним матеріалом для світлодіодів є карбід кремнію ( $SiC$ ).

Світлодіоди перетворюють енергію електричного поля в нетеплове оптичне випромінювання. Основою світлодіода є  $p-n$ -перехід, який зміщується джерелом напруги в прямому напрямі. При такому зміщенні електрони із  $n$ -області напівпровідника інjektують у  $p$ -область, де вони є неосновними носіями заряду, а дірки — в зустрічному напрямі. Далі відбувається рекомбінація зайвих неосновних носіїв заряду з електричними зарядами протилежного знака. Рекомбінація електрона та дірки (див. рис. 1.1, б) відповідає переходу електрона з енергетичного рівня  $E_c$  на енергетичний рівень  $E_v$  з меншим запасом енергії. В германію та кремнію ширина забороненої зони невелика (див. п. 1.1), і тому енергія, що виділяється при рекомбінації, передається, в основному, кристалічним ґраткам. Рекомбінаційні процеси в арсеніді галію, фосфіді галію, карбіді кремнію, що мають велику ширину забороненої зони (наприклад, для  $GaAs$   $\Delta E = 1,38$  еВ), супроводжуються виділенням енергії у вигляді квантів світла, які частково поглинаються об'ємом напівпровідника, а частково випромінюються в зовнішній простір. Зовнішній квантовий вихід фіксується зором. Змінюючи склад твердих речовин вибраних напівпровідників, можна змінювати довжину хвилі випромінювання, розраховану на існуючу чутливість фотоприймачів.

Тепер виготовляються, в основному, дві конструктивні різновидності світлодіодів: плоска з планарною структурою випромінюючого  $p-n$ -переходу (рис. 3.3, а) та напівсферична з мезаструктурою випромінюючого  $p-n$ -переходу (рис. 3.3, б). Світло, яке генерується поблизу  $p-n$ -переходу, поширюється прямолінійно у всіх напрямках. Технологія виготовлення  $p-n$ -переходу близька до стандартної мікроелектронної технології.

Основними характеристиками світлодіодів є вольт-амперна характеристика  $I_F = f(U_F)$ , а також залежність потужності та яскравості випромінювання від прямого струму  $P = f_2(I_F)$  та  $B = f_3(I_F)$ . Вольт-амперна характеристика аналогічна характеристиці діодів універсаль-



ного призначення (рис. 1.9, б). Дві інші характеристики зображені на рис. 3.4, а, б. Потужність та яскравість випромінювання здебільшого визначається конструкцією світлодіода. Чим більший струм можна пропустити через діод при допустимому його нагріві, тим більші потужність та яскравість випромінювання. Збільшення потужності та яскравості випромінювання з ростом струму зумовлене

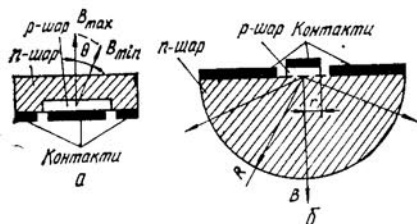


Рис. 3.3

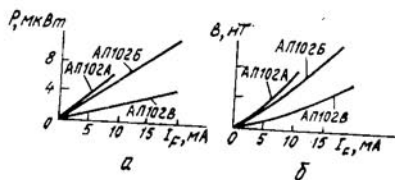


Рис. 3.4

тим, що інтенсивність спаду надмірної концентрації неосновних носіїв заряду в результаті рекомбінації пропорційна їх початковій концентрації, яка тим більша, чим інтенсивніший процес інжекції, а отже, чим більший струм  $I_F$ . При цьому спад початкової концентрації відбувається за законом

$$n = n_0 e^{-t/\tau}, \quad (3.3)$$

де  $\tau$  — час життя неосновних носіїв заряду.

До основних параметрів світлодіода належать *потужність випромінювання*  $P$ , *довжина хвилі*  $\lambda$  та *ККД*. Довжина світлової хвилі, що визначає колір світла, залежить від перепаду енергії  $\Delta E_p$ , між рівнями якої здійснюється перехід електронів

$$\lambda = h/\Delta E_p, \quad (3.4)$$

де  $h = 1,054 \cdot 10^{-34}$  Дж  $\cdot$  с — стала Планка. Для арсеніду галію  $\Delta E_p = \Delta E$ . А в фосфіді галію та карбіді кремнію оптичні переходи здійснюються, в основному між домішковими рівнями і  $\Delta E_p < \Delta E$ . ККД світлодіода визначається відношенням потужності випромінювання до електричної потужності, яка підводиться до діода і дорівнює приблизно 0,1 ... 1 %.

Світлодіоди застосовуються для індикації та виводу інформації в мікроелектронних пристроях. Керовані світлодіоди використовуються для заміни стрілкових пристроїв як аналоги оптичних індикаторів настройки радіоприймачів та ін. Крім того, світлодіоди застосовуються як джерела світла в оптронах.

**Лазери.** Спонтанне некогерентне випромінювання в світлодіодах, як було показано раніше, обумовлене процесом переходу електронів з рівня  $E_c$  на рівень  $E_v$ , тобто процесом переходу атомів із збудженого



стану в рівноважний, що протікає поза зв'язком із сусідніми атомами та зовнішньою дією. Якщо ж при протіканні такого процесу на люмінесцентне середовище подіяти світловою хвилею, частота якої відповідає резонансній частоті збуджених атомів, то ці атоми будуть випромінювати хвилю взаємозв'язано, майже одночасно. При цьому генеровані фотони світла абсолютно не відрізняються від фотонів, що спричинили генерацію. Таке явище вимушеного випромінювання використовується в лазерах, які являють собою квантові генератори оптичного діа-

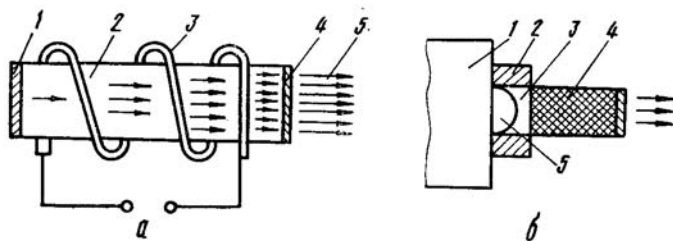


Рис. 3.5

пазону. Світло лазера — лазерний пучок — це інтенсивне випромінювання однієї й тієї ж довжини хвилі (когерентне випромінювання).

Для генерації фотонів світла необхідні активне середовище, підсилююче світло, пристрій для збудження активного середовища та оптичний резонатор, що створює систему позитивного зворотного зв'язку.

Активне середовище (основа лазера) — це тверде тіло, напівпровідник або газове середовище. Тому є твердотільні, напівпровідникові та газові лазери. Пристроями або засобами для збудження активного середовища служать лампи розжарювання, світлодіоди, розряд у газі чи інжекційні процеси, які відбуваються в світлодіодах при протіканні прямого струму. Останнім часом ведуться розробки напівпровідникових лазерів з електронним збудженням — потоком електронів великої енергії. Резонатором є об'єм активної речовини з відповідним конструктивно-технологічним оформленням (дзеркала в торцях активної речовини). За рахунок багатократного відбиття хвиль від дзеркала під час розкачки лазера економніше витрачається активна речовина.

На рис. 3.5, а показаний широкозастосовуваний твердотільний рубіновий лазер на основі активної речовини  $\text{Al}_2\text{O}_3$  з домішкою хрому. Основою лазера є стержень 2 з активної речовини з ретельно відполірованими дзеркальними торцями 1 та 4 (оптичний резонатор). Збудження іонів хрому в активній речовині здійснюється з допомогою лампи спалаху або лампи безперервного горіння 3 на хвилі 0,55 мкм (зелений колір). Когерентний промінь 5, багатократно відбиваючись від

дзеркальних торців резонатора, виходить через напівпрозоре дзеркало 4.

З метою мікромініатюризації, підвищення строку служби та ККД твердотільних лазерів лампи розжарювання замінюють світлодіодами. На рис. 3.5, б зображено твердотільний лазер на ітрієво-алюмінієвому гранаті ( $Y_3Al_5O_{12}$ ) з домішкою ніодиму. Збудження іонів кристала ніодиму здійснюється через оптичне середовище з квантами світла світлодіода 5. Стержень 4 через фіксовану оправку 2 кріпиться до тепловідводу 1.

Використання в твердотільних лазерах аморфних діелектриків (скла) як активного середовища дозволяє одержати генерацію світло-

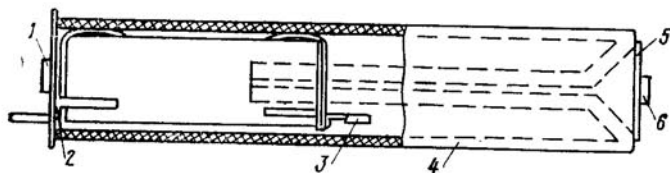


Рис. 3.6

вих хвиль в інших областях оптичного діапазону. Ніодимове скло дає випромінювання в ближньому інфрачервоному спектрі, а скло з газолінієм генерує ультрафіолетові хвилі. Але у всіх твердотільних лазерах енергія перетворюється за схемою напруга  $\rightarrow$  світло  $\rightarrow$  когерентне випромінювання, що не дозволяє наблизити ККД до 100 %.

У напівпровідникових лазерах збудження відбувається за рахунок інжекції носіїв заряду  $p$ — $n$ -переходом. Тому в таких лазерах електрична енергія безпосередньо перетворюється в енергію когерентного світлового випромінювання, а ККД теоретично досягає 100 %. Конструкція напівпровідникових лазерів нагадує конструкцію світлодіодів. Вони виконуються в формі куба або паралелепіпеда, паралельні бокові грані яких добре відшліфовані. Три грані покриті віддзеркалюючим шаром і виконують функцію резонатора, четверта грань — напівпрозора, через неї проходить випромінювання. Активне середовище напівпровідникового лазера, наприклад, арсенід галію, легований селеном або телуrom у шарі  $n$  і кадмієм або цинком у шарі  $p$ , має один  $p$ — $n$ -перехід, перпендикулярний до граней оптичного резонатора.

Газовий лазер (рис. 3.6) — іонний прилад, у скляному корпусі 4 якого розміщені катод 2, анод 5, два дзеркала 1 і 6 і гетер 3. Корпус наповнений інертним газом — криптоном, гелієм, неоном або аргоном. Дзеркала служать резонатором, а прикладена між катодом та анодом напруга підтримує стійкий розряд у газі. Гетер забезпечує когерентність випромінювання. Газовий лазер збуджується розрядом у газі, запалювання якого потребує напруги  $10^4$  В, а стійке підтримуван-

ня —  $10^3$  В. Основним типом газового лазера є гелій-неоновий, що забезпечує генерацію когерентного випромінювання з  $\lambda = 0,633$  мкм.

Найважливішими показниками лазерів є *потужність випромінювання*  $P_{\text{випр}}$ , *довжина хвиль випромінювання*  $\lambda$ , *ширина спектра випромінювання*  $\Delta\lambda$ , *ККД*, *кутове розходження світлового променя*  $\Phi_{\text{випр}}$ :

$$\Phi_{\text{випр}} \approx \left( \frac{\lambda}{l_p} \right)^{1/2}, \quad (3.5)$$

де  $l_p$  — довжина резонатора.

Найвища когерентність випромінювання в порівнянні з іншими типами квантових генераторів у газових лазерах. Мале значення  $\Delta\lambda$  забезпечується слабкою взаємодією атомів у розрідженому газі, а мале значення  $\Phi_{\text{випр}}$  — великою довжиною резонатора. За іншими технічними та експлуатаційними показниками газові лазери поступаються напівпровідниковим та твердотільним. Порівняно з твердотільними, напівпровідникові лазери характеризуються не тільки більш високим ККД, але й вищою швидкістю, меншими розмірами та високою компактністю (розміри резонатора  $< 10$  мкм), більш простою схемою збудження та більшою технологічною сумісністю з елементами інтегральних схем. Але твердотільні лазери кращі за напівпровідникові за деякими експлуатаційними показниками: механічною міцністю, температурою та радіаційною стійкістю.

Оптичні квантові генератори знаходять широке застосування в обчислювальній техніці, телебаченні, медицині та ін. При цьому вони можуть бути використані або як автономні пристрої, або в складніших оптоелектронних системах. За нашого часу проводяться роботи з технічного удосконалення лазерних пристроїв великої потужності. В цьому відношенні особливо перспективними є лазери на гетеропереходах, що являють собою контакти між двома напівпровідниками різної фізико-хімічної природи. За допомогою потужних пучків лазерного випромінювання спеціалісти мають намір довести суміш ізотопів водню до такої густини й тиску, які потрібні для початку термоядерної реакції синтезу. Цей процес обіцяє дати в майбутньому достаток енергії.

### 3.3. ФОТОПРИЙМАЧІ

Фотоприймачі в системах оптоелектроніки призначені для перетворення світлових сигналів в електричні. Їх робота базується на фотоелектричних явищах (фотоефектах). У напівпровідникових фотоелектричних приймачах використовується внутрішній фотоефект, який характеризується тим, що при опроміненні електрони напівпровідникового тіла набувають додаткової енергії, що необхідна для вивільнення їх від міжатомних зв'язків. Тому в напівпровідниках з'являються

додаткові носії електричного заряду, які збільшують електропровідність.

Зв'язок між енергією кванта  $h\nu$ , роботою виходу електрона  $e\varphi_0$  та початковою швидкістю електрона  $v$  визначається формулою Ейнштейна

$$h\nu = e\varphi_0 + mv^2/2, \quad (3.6)$$

де  $h$  — стала Планка;  $\nu$  — частота світлових коливань;  $e$  — заряд;  $m$  — маса електрона. Отже, для переходу електрона в зону провідності необхідно йому надати енергію, яка дорівнює або перевищує енергію забороненої зони  $\Delta E$ .

Частота коливань оптичного випромінювання  $\nu_0$ , при якій виконується рівність  $h\nu_0 = e\varphi_0$ , являє собою граничну частоту фотоефекту, а відповідна довжина хвилі  $\lambda_0 = c/\nu_0$  називається пороговою. Світловий потік з довжиною хвилі вище порогової не може спричинити фотоефекту. Для кремнію з  $\Delta E = 1,12$  еВ, межа фотоефекту лежить в інфрачервоній області ( $\lambda_0 \approx 1,1$  мкм). Вимоги, які ставляться до фотоприймачів оптоелектронних систем: спектральна чутливість, швидкодія, велике відношення сигнал/шум. При цьому важливо, щоб чутливість фотоприймача була максимальною на робочій довжині хвилі джерела випромінювання.

Як фотоприймачі найбільш широко використовують фоторезистори, фотодіоди, фототранзистори, фототиристри.

**Фоторезистори.** Фоторезисторами називають напівпровідникові пристрої, електричний опір яких змінюється під дією світлового потоку або проникаючого випромінювання. При опроміненні світловим потоком в об'ємі напівпровідникового матеріалу з'являється надлишкова концентрація носіїв заряду за рахунок переходу електронів у зону провідності, внаслідок чого змінюється електропровідність напівпровідника (фотоефект).

Конструктивно фоторезистор (рис. 3.7, а) складається з діелектрика 3, на який нанесено світлочутливий шар напівпровідника 1, і зовнішніх електродів 2. Для захисту від вологи світлочутливий шар покривається прозорим лаком. Підкладка з напівпровідниковим шаром вміщується в металевий або пластмасовий корпус, який має вікно для проходження світлового потоку. Фоторезистори для інтегральних мікросхем випускаються в безкорпусному варіанті або технологічно суміщеними з іншими елементами оптичних інтегральних схем. Матеріалом для виготовлення світлочутливого шару служать сульфід свинцю, сульфід кадмію та селенід кадмію.

Схема вмикання фоторезистора в електричне коло показана на

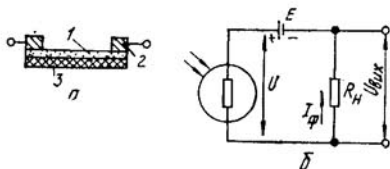


Рис. 3.7

рис. 3.7, б. Вмикання джерела  $E$  не залежить від полярності, оскільки фоторезистор не має вентиляльних властивостей.

При відсутності освітлення (світловий потік  $\Phi = 0$ ) фоторезистор має великий темновий електричний опір  $R_{\text{темн}}$ , тому темновий струм  $I_{\text{темн}}$  малий і визначається виразом

$$I_{\text{темн}} = E / (R_{\text{темн}} + R_{\text{н}}). \quad (3.7)$$

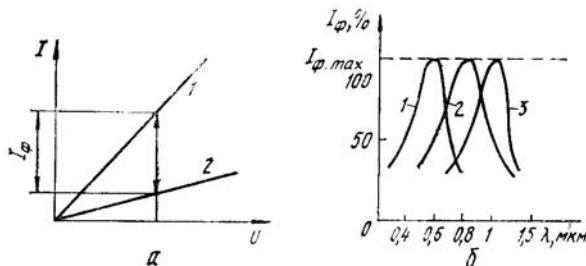


Рис. 3.8

При наявності світлового потоку ( $\Phi > 0$ ) електричний опір його зменшується до величини  $R_{\text{св}}$ , тому

$$I_{\text{св}} = E / (R_{\text{св}} + R_{\text{н}}). \quad (3.8)$$

Різниця струмів  $I_{\text{св}} - I_{\text{темн}}$  визначає фотострум

$$I_{\Phi} = E \left[ \frac{1}{R_{\text{св}} + R_{\text{н}}} - \frac{1}{R_{\text{темн}} + R_{\text{н}}} \right]. \quad (3.9)$$

Вольт-амперні характеристики фоторезистора при освітленні (лінія 1) та затемненні (лінія 2), що відповідають рівнянням (3.7) та (3.8), показані на рис. 3.8, а. В робочому діапазоні напруг вони лінійні.

Інтегральна чутливість фоторезисторів  $K_{\Phi} = I_{\Phi} / \Phi$ . Оскільки фотострум визначається не лише світловим потоком, а і прикладеною напругою, то використовують поняття питомої чутливості

$$K_{\Phi \text{ пит}} = \frac{I_{\Phi}}{\Phi U}. \quad (3.10)$$

Зі спектральних характеристик, приведених на рис. 3.8, б, видно, що максимальне значення фотострумів для сульфідно-кадмійових фоторезисторів відповідає видимій області спектра (крива 1) та червоній і інфрачервоній областям відповідно для селенідо-кадмійових та сульфідно-свинцевих (криві 2 та 3).

Дискретні фоторезистори мають малі розміри, високу чутливість та практично необмежений строк дії. Вони широко застосовуються в колах постійного, змінного та імпульсного струму як перетворювачі світлових сигналів автономних джерел випромінювання в електрич-

ні. Фоторезистори в безкорпусному та інтегральному варіанті з такою самою метою застосовуються в оптронах.

**Фотодіоди.** Фотодіод, що має один  $p-n$ -перехід з двома зовнішніми выводами, є фотоелектронним пристроєм, в якому відбувається перетворення світлової енергії в електричну (внутрішній фотоэффект). Під дією світла (випромінювання) в області  $p-n$ -переходу відбувається іонізація атомів основної речовини та домішків, в результаті чого генеруються пари носіїв заряду — електрон та дірка. В зовнішньому колі, під'єднаному до  $p-n$ -переходу, виникає струм, зумовлений рухом цих носіїв (фотострум  $I_{\text{ф}}$ ). Промисловою випускаються германієві та кремнієві фотодіоди в дискретному і в інтегральному виконанні. Інтегральні фотодіоди оптоелектронних систем виготовляються лише на основі кремнію.

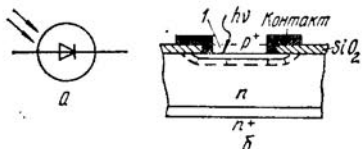


Рис. 3.9

На рис. 3.9, *а* показано схематичне зображення фотодіода, а на рис. 3.9, *б* — його конструкцію. Протиздбвнне покриття *І* на 30 % збільшує випромінювання, що поглинається. Технологія виготовлення фотодіодів по суті не відрізняється від стандартної мікроелектронної технології.

Фотодіоди можуть працювати у вентильному (фотогенераторному) та фотодіодному (фотоперетворювальному) режимах. Від вентильного фотодіодний режим відрізняється тим, що припускає наявність зовнішнього джерела живлення.

Схема роботи фотодіода у фотогенераторному режимі показана на рис. 3.10, *а*. На контакті двох напівпровідників  $n$ - і  $p$ -типів, на їх спільній межі, виникає контактна різниця потенціалів  $\varphi_k$  (див. рис. 1.5, *б*). При відсутності світлового потоку ( $\Phi = 0$ ) і навантаження (ключ *S* розімкнено) дифузійний струм  $p-n$ -переходу  $I_{\text{диф}}$  зрівноважується дрейфовою складовою струму  $I_{\text{др}}$ , що визначається густиною струму неосновних носіїв. Тому  $I_{\text{диф}} + I_{\text{др}} = 0$ .

При освітленні напівпровідника в області  $p-n$ -переходу генеруються додаткові пари носіїв заряду. Поле об'ємного заряду  $p-n$ -переходу розділяє ці пари: дірки дрейфують в  $p$ -область, а електрони в  $n$ -область. В результаті цього густина дрейфових складових струмів збільшується, і дрейфовий струм  $I_{\text{др}}$  набуває деякого приросту, який називають фотострумом  $I_{\text{ф}}$ . При цьому повний дрейфовий струм дорівнює  $I_{\text{др}} + I_{\text{ф}} = I_0 + I_{\text{ф}}$  (складова повного дрейфового струму  $I_{\text{др}}$  являє собою тепловий струм  $I_0$ , обумовлений неосновними носіями при відсутності освітлення). Оскільки в області напівпровідника  $p$ -типу накопичуються надлишкові носії з позитивним зарядом, а в області напівпровідника  $n$ -типу — з негативним зарядом, то між зовнішніми електродами з'являється різниця потенціалів (див. рис. 3.10, *а*), тобто фото ЕРС  $E_{\text{ф}}$ . Ця ЕРС зменшує висоту потенці-

ального бар'єра  $\varphi_k$ , збільшуючи дифузійну частину струму:  $I_{\text{диф}} = I_0 (e^{E_{\varphi}/\varphi_T} - 1)$ . У стані термодинамічної рівноваги виконується рівність:

$$I = I_0 + I_{\varphi} - I_{\text{диф}} = I_{\varphi} - I_0 (e^{E_{\varphi}/\varphi_T} - 1) = 0, \quad (3.11)$$

звідки визначається фотоЕРС у режимі холостого ходу

$$E_{\varphi} = \varphi_T \ln \left( \frac{I_{\varphi}}{I_0} + 1 \right). \quad (3.12)$$

ФотоЕРС не перевищує значення, яке чисельно дорівнює ширині забороненої зони напівпровідника. При вмиканні навантаження (ключ

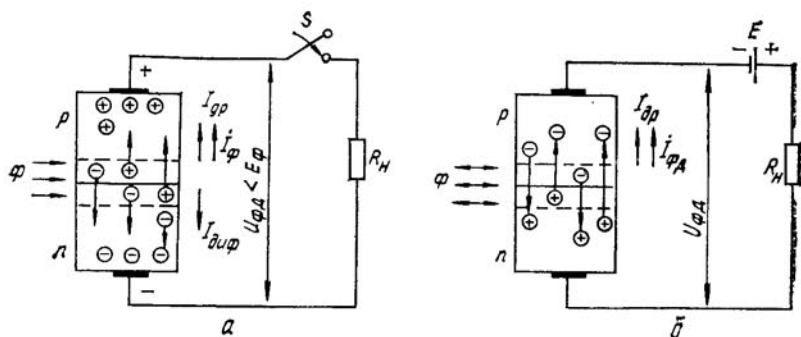


Рис. 3.10

З замкнуто) тече струм  $I_n$ , і напруга на зовнішніх контактах фотодіода зменшується до деякого значення  $U_{\varphi_d} < E_{\varphi}$ . Струм у навантаженні при цьому дорівнює

$$I_n = \frac{U_{\varphi_d}}{R_n} = I_{\varphi} - I_0 (e^{U_{\varphi_d}/\varphi_T} - 1), \quad (3.13)$$

звідки видно, що в режимі короткого замикання ( $U_{\varphi_d} = 0$ )  $I_n = I_{\varphi}$ .

Коли ввімкнуті зовнішнє джерело (фотоперетворювальний режим, рис. 3.10, б) і немає освітлення, через  $p-n$ -перехід дрейфують лише власні неосновні носії заряду, які зумовлюють дрейфовий струм  $I_{\text{др}} = I_0$ . Відсутність дифузійної складової струму пояснюється тим, що під дією зовнішнього джерела  $E$  внутрішнє поле, що визначається фотоЕРС, компенсується, і потенціальний бар'єр різко зростає. При цьому більша частина напруги джерела  $E$  спадає на великому опорі зворотного зміщеного  $p-n$ -переходу  $U_{\varphi_d}$ . При освітленні  $p-n$ -переходу відбувається процес іонізації атомів кристала, генеруються додаткові пари носіїв заряду, які, дрейфуючи через  $p-n$ -перехід у тому самому напрямі, що й неосновні носії, зумовлюють фотострум  $I_{\varphi}$ . Таким чином, через навантаження протікає струм  $I_{\varphi_d} \approx I_0 + I_{\varphi}$ .



Залежність струму фотодіода від прикладеної до нього напруги  $I_{\text{фд}} = f(U_{\text{фд}})$ , тобто вольт-амперну характеристику, показано на рис. 3.11, а.

За світловою характеристикою  $I_{\text{фд}} = \Phi$  (рис. 3.11, б) визначається інтегральна чутливість фотодіода

$$K_d = I_{\text{фд}}/\Phi. \quad (3.14)$$

Фотострум діода залежить також від довжини хвилі світлового випромінювання. Максимальна фоточутливість різних типів фотодіодів лежить в діапазоні довжин хвиль від 0,63 до 0,92 мкм.

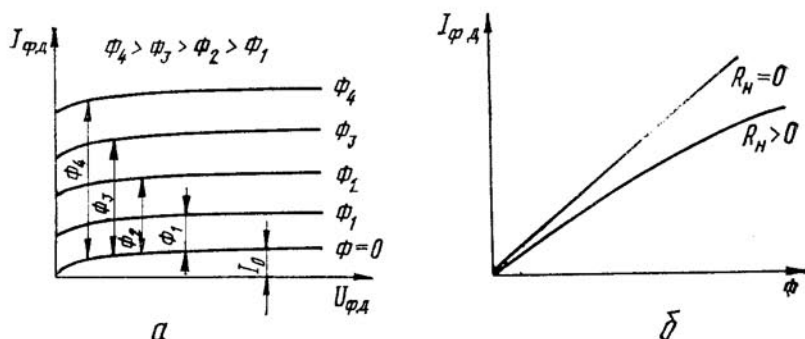


Рис. 3.11

**Фотоприймачі з внутрішнім підсиленням.** До таких фотоприймачів належать фототранзистори та фототиристри. Фототранзистори, як правило,  $n-p-n$ -типу, та фототиристри виготовляються на основі стандартної планарної технології кремнієвих інтегральних структур. Фототранзистором називається фотоелектронний напівпровідниковий пристрій з двома  $p-n$ -переходами. Крім перетворення світлової енергії в електричну з утворенням фотоструму, як у фотодіодах, фототранзистор ще й підсилює цей фотострум.

Розглянемо роботу фототранзистора за схемою із заземленим емітером у режимі з відімкнутою базою ( $I_B = 0$ ). Схема ввімкнення фототранзистора показана на рис. 3.12, а. Якщо зовнішній світловий потік  $\Phi$  дорівнює нулю, то через фототранзистор протікає невеликий прохідний струм колектора  $I_{C_0}$ , який називають темновим і визначають за формулою

$$I_{C_0} = I_0 (h_{21E} + 1). \quad (3.15)$$

При освітленні області бази ( $\Phi > 0$ ) в ній генеруються нерівноважні пари носіїв заряду — електрони та дірки, які дифундують до емітерного та колекторного переходів. При цьому електричне поле колекторного переходу втягує в колектор електрони, які в області бази

неосновними носіями заряду, але затримує в базі дірки, розділяючи тим самим парні заряди. Електрони, які пішли в колекторне коло, підвищують зворотний струм колектора  $I'_C = I_\Phi$  (режим фотодіода), а дірки, які залишилися, при відімкненій базі створюють в ній позитивний заряд, який зміщує емітерний перехід в прямому напрямі. Це створює умови для інжекції з емітера в базу додаткової кількості електронів, як і в звичному біполярному транзисторі, які дифундують через базу до колекторного переходу, де й захоплюються його полем,

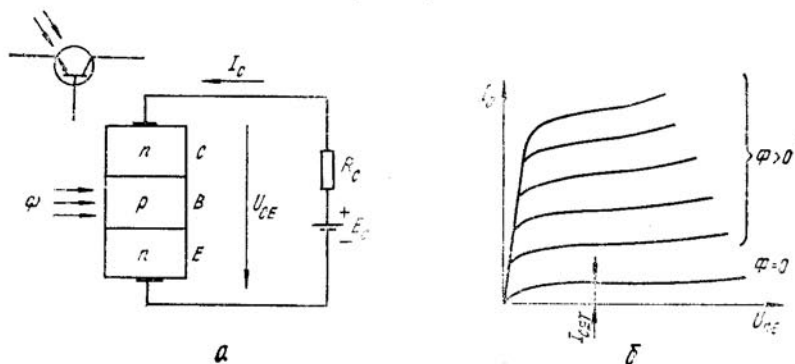


Рис. 3.12

зумовлюючи приріст колекторного струму  $I'_C$ . Оскільки дірки, які з'являються в базі в результаті внутрішнього фотоефекту, відіграють роль керуючого струму бази звичайного транзистора, то цей приріст колекторного струму дорівнює  $h_{21E} I_\Phi$ .

Загальний колекторний струм фототранзистора

$$I_C = I'_C + I''_C = I_\Phi + h_{21E} I_\Phi = I_\Phi (h_{21E} + 1). \quad (3.16)$$

Сім'я вольт-амперних характеристик фототранзистора, що являє собою залежність струму колектора  $I_C$  від напруги на колекторі  $U_{CE}$ , показана на рис. 3.12, б. Збільшення освітлення фототранзистора призводить згідно з рівнянням (3.16) до зростання колекторного струму.

Інтегральна чутливість фототранзистора  $K_T$  в  $(1 + h_{21E})$  раз більша, ніж у фотодіода. Це пояснюється тим, що у фототранзистора підсилюється  $I_\Phi$  в  $(1 + h_{21E})$  раз.

Фототиристри (рис. 3.13, а) є фотоприймачами з ключовою пороговою характеристикою і застосовуються для перемикання значних струмів та напруг. Вольт-амперна характеристика з відкриваючою дією світлового потоку  $\Phi$  показана на рис. 3.13, б. Засвічення базової області тиристора обумовлює генерацію надлишкових носіїв заряду, що призводить до перемикання чотиришарової структури із закритого стану у відкритий так само, як це буває при перемиканні керуючим струмом.

За наявності підсилювальних властивостей фототранзистори та фототиристри є універсальними фотоприймачами для оптоелектронних пристроїв та систем. Фототранзистори широко використовують у ключових пристроях з пам'яттю. Транзисторні фотоматриці (число елементів в матриці порядку  $100 \times 100$ ) виготовляють за інтегральною технологією. Фототиристри широко використовуються в силовій

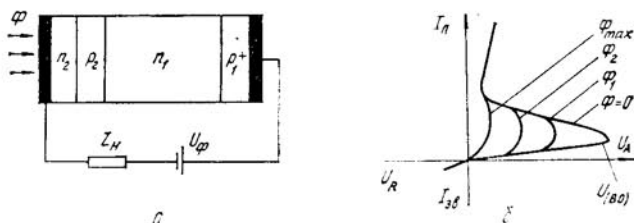


Рис. 3.13

оптоелектроніці при проектуванні безконтактних пристроїв керування випрямлячами, систем контролю високовольтних ліній електропередач тощо. Фотоприймачі з внутрішнім підсиленням широко використовуються в оптронах.

### 3.4. ОПТИЧНІ ЛІНІЇ ЗВ'ЯЗКУ

Передавання світлового променя, який несе інформацію через відкриті (повітряні) канали зв'язку, дуже залежить від метеорологічних умов. Лише поява в кінці 60-х років аналогів електричних кабелів — скляних волоконнооптичних світловодів дала змогу реалізувати великі потенціальні можливості оптичного зв'язку в інформаційно густій та високошвидкісній передачі сигналів.

Оптичні лінії зв'язку, що включають волоконнооптичні світловоди, призначені для передавання та обробки оптичних сигналів, які несуть інформацію. Повна структура оптичної лінії, зображена на рис. 3.14, складається з таких елементів: електронний кодуєчий пристрій (ЕКП), передавач, волоконнооптичний кабель, приймач, електронний декодуєчий пристрій (ДКП). Передавач — це електронний пристрій збудження з вихідним джерелом світла. Приймач складається з самотнього або матричного фотоприймача та підсилювача слабких фотосигналів.

В залежності від складності системи, її швидкодії та якості використаних елементів схема, що на рис. 3.14, може зазнавати змін. Дуже коротка і функціонально проста лінія зв'язку складається лише із джерела світла (світлодіода), оптичного кабеля та фотоприймача (фотодіода) без електронних пристроїв збудження (з боку передавача) і підсилення (з боку приймача), тобто це оптрон з гнучким світловодом.

Як джерела світла використовуються світлодіоди, напівпровідни-

кові та твердотільні лазери, як приймачі — фоторезистори, фотодіоди, фототранзистори, фототиристри.

Світловід, незалежно від його форми, складається із серцевини та віддзеркалюючої оболонки. Серцевина виготовляється з органічного або неорганічного скла. На рис. 3.15, а зображено класичний світловід циліндричної форми, серцевина якого з коефіцієнтом заломлення  $n_c$  оптично гущіша, ніж оболонка з коефіцієнтом заломлення  $n_n$ .

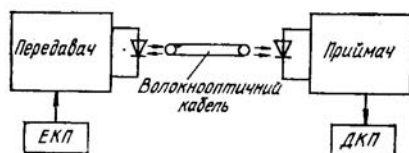


Рис. 3.14

Оскільки  $n_c > n_n$ , промені, які входять у світловід під малим кутом відносно осі циліндра, повністю віддзеркалюються на межі з оболонкою всередину серцевини. При цьому світло не виходить за межі оболонки і вся його енергія поширюється вздовж осі світловоду. Максимальний кут входження

променя в світловід відносно осі  $\varphi_0$ , при якому ще виконується умова повного внутрішнього віддзеркалення, визначається виразом

$$\sin \varphi_0 = \sqrt{n_c^2 - n_n^2} = A_0. \quad (3.17)$$

Величина  $A_0$  — чисельна апертура волоконного світловоду. Промені, які входять у світловід під кутом  $\varphi > \varphi_0$ , називаються позаапертурними променями. При цьому взаємодія променів з оболонкою приводить не тільки до ефекту віддзеркалення, а також до ефекту заломлення, внаслідок чого частина світлової енергії виходить за межі оболонки. За визначеної довжини світловоду ефект багаторазового заломлення обумовлює повне розсіювання променів із світловоду.

Кількісно позаапертурні втрати для плоского джерела оцінюються приблизним співвідношенням

$$B_{an} \approx 10 \lg A_0^{-2}. \quad (3.18)$$

Так, для високоапертурного скляного світловоду, виготовленого з простого неочищеного скла,  $A_0 = 0,54$  і  $B_{an} \approx 5,4$  дБ.

Таким чином, при проектуванні оптичних ліній зв'язку необхідно насамперед приділити увагу конструкції вузла узгодження джерела світла із світловодом і вибору високоапертурного скла світловоду. Кращого узгодження світловоду з джерелом світла досягають при покращанні діаграми напрямленості останнього, а також при малій його площі. Найбільш високу направленість випромінювання мають твердотільні лазери, дещо гіршу — напівпровідникові. Світлодіоди мають широкую діаграму напрямленості, тому конструкцію вузла узгодження виконують так, як це показано на рис. 3.15, б, з малою площею випромінювача 4 світлодіоду 3, який кріпиться за допомогою оптичного клею 2 до світловоду 1, що знижує позаапертурні втрати.

Крім втрат на введення променя світла, існують також втрати пропускання, які обумовлені згасанням світлового сигналу в самій серцевині. Ці втрати пов'язані з розсіюванням випромінювання вздовж світловоду внаслідок поглинання світла фарбуючими центрами — іонами домішок. Крім того, розсіювання світла обумовлене наявністю дефектів у структурі серцевини та оболонки, нерівномірним мікро-

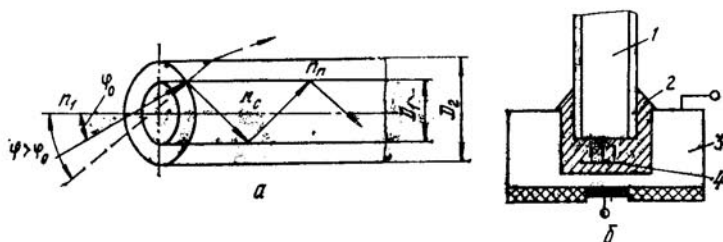


Рис. 3.15

рельєфом серцевини. Ослаблення світлового потоку в серцевині визначається експоненційною залежністю

$$B_x = B_0 \exp(-K_n l_{\text{ef}}), \quad (3.19)$$

де  $B_0$ ,  $B_x$  — інтенсивність випромінювання відповідно на вході світловоду і в точці, віддаленій від входу на відстань  $x$ ;  $K_n$  — коефіцієнт лінійного ослаблення, що визначається сумою коефіцієнтів поглинання та розсіювання;  $l_{\text{ef}}$  — ефективна довжина шляху променя, яка залежить від показника заломлення і форми волокна, кута падіння світла та довжини його хвилі. З урахуванням (3.19) пропускання скловолокна визначається відношенням

$$f(\varphi) = B_x/B_0 = \exp[-K_n l_{\text{ef}}(\varphi)]. \quad (3.20)$$

Найбільш низькі втрати пропускання характерні для кварцового волокна.

На основі елементарних світловодів створюють світловолоконні жгути (радіус волокна 10 мкм). Жгут світловодів оточують спочатку загальною внутрішньою еластичною оболонкою, а потім зовнішньою обпліткою, що забезпечує стійкість до зовнішніх дій і міцність волоконно-оптичного кабелю. На рис. 3.16, а зображена конструкція скловолоконного жгута для одного каналу передачі інформації. Він набраний з одиничних елементарних скловолокон 1, скріплених фіксуючою оболонкою жгута 2. На рис. 3.16, б зображена конструкція найбільш типового оптичного кабелю, у якого семижильний жгут 1 із зміцнюючим нейлоновим або кевларовим елементом 2, оточений внутрішньою (еластичною) 3 і зовнішньою (захисною) 4 оболонками. Шістнадцятиканальний кабель з полімерним еластичним покриттям 1 в металічному рукаві 2, що являє собою броньове покриття, показаний на рис. 3.16, в.

Канали волоконнооптичного зв'язку широко застосовуються для зв'язку всередині блоків і між ЕОМ, у монтажі літакової, корабельної та іншої контрольно-вимірювальної апаратури, що працює в умовах сильних електромагнітних та корпускулярних полів.

Для з'єднання плівкових активних елементів оптоелектронних систем застосовують діелектричні плівки, які виконують функції хвиленоводів оптичного діапазону. На рис. 3.17, *а* зображений оптичний хвилевід, що являє собою смужку діелектричного матеріалу 3, нанесе-

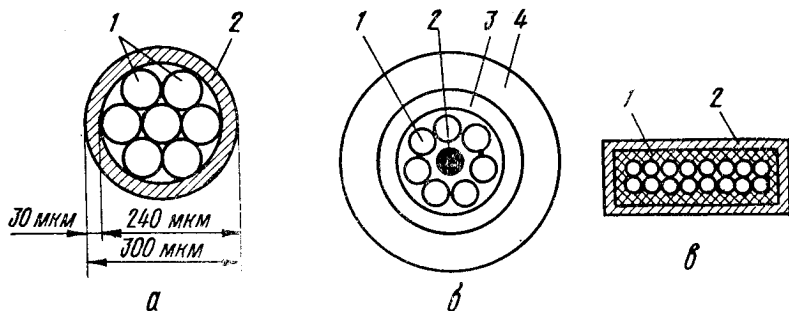


Рис. 3.16

ну на підкладку з кремнію, вкриту тонким шаром двооксиду кремнію  $\text{SiO}_2$ . Показник заломлення діелектричної смужки більший, ніж показник заломлення навколишнього матеріалу, тобто  $n_1 > n_2 > n_0$ . Товщина діелектричної смужки від частин до одиниць мікрметрів, ширина — від десятків до сотень мікрметрів. Технологічні методи створення діелектричних плівок, які наносяться на діелектричну підкладку, — це іонний обмін та імплантація. Вони забезпечують потрібні показники заломлення, контрольовану товщину світловоду і його розташування. Для різних плівок значення втрат 0,3 ... 10 дБ/см.

Тепер для світловодів використовують плівки з таких матеріалів:  $\text{ZnO}$ , боросилікатного скла з додаванням іонів талію, скла типу  $\text{SiO}_2 + \text{PbO}$ ,  $\text{GaAs}$ , суміші  $\text{SiO}_2$  та  $\text{Si}_3\text{N}_4$ , деяких фоторезистів,  $\text{LiNbO}_3$ ,  $\text{Ta}_2\text{O}_5$ , поліуретану. Інтегрально-оптичне відгалуження на кремнієвій підкладці здійснюється з допомогою планарних та експланарних відгалужувачів. Введення світлової хвилі 1 в оптичний хвилевід і виведення світлової хвилі 6 у навколишнє середовище (рис. 3.17, *б*) здійснюється з допомогою експланарних відгалужувачів (дифракційних решіток) 2 та 5. Таким чином, світловий промінь переводиться з одного оптичного середовища в інше. Поворот променя 4 в межах того самого оптичного середовища здійснюється планарними відгалужувачами 3.

На основі викладеного проглядаються такі особливості волоконно-оптичних ліній зв'язку:

малі габаритні розміри та маса, обумовлені малою густиною вихідних матеріалів і відсутністю важких металевих екрануючих оболонок. Це особливо важливо для бортової апаратури;

абсолютна захищеність від дії зовнішніх електромагнітних полів та міжканальних наведень;

широка смуга пропускання (до 1... 3 ГГц). При цьому дуже важливо, що затухання в оптичному тракті не залежить від частоти, як у коаксіальному кабелі;

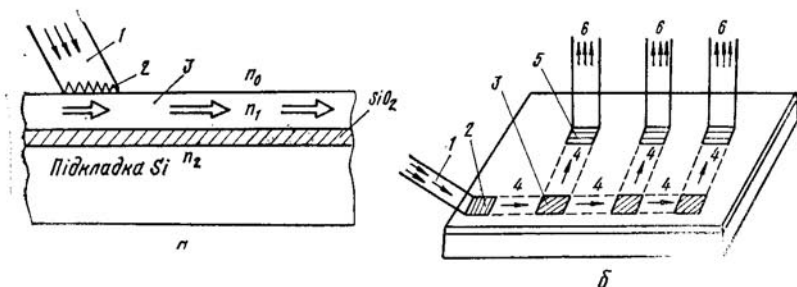


Рис. 3.17

однонаправленість потоку інформації та гальванічна розв'язка, характерні для всіх елементів оптоелектроніки;

відсутність випромінювання в навколишнє середовище, що забезпечує секретність передаваної інформації;

потенційно низька ціна, обумовлена заміною дорогих кольорових металів (мідь, алюміній) склом, кварцем, полімерами — матеріалами з необмеженими сировинними ресурсами.

### 3.5. ОПТОЕЛЕКТРОННІ ІНДИКАТОРИ

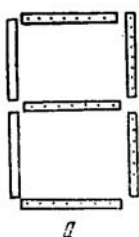
Система відображення зорової інформації є одним з основних засобів забезпечення зв'язку між людьми та машинами і широко використовуються в пристроях промислової електроніки для відтворення цифрових, буквених та знакових сигналів. Найбільш перспективні в основному три напрями розвитку оптоелектронних індикаторних приладів: напівпровідникові, рідиннокристалічні та газорозрядні, які мають досить розвинуту науково-технічну та матеріальну базу і взаємно доповнюють один одного.

**Напівпровідникові індикатори (НПІ).** Основою для виготовлення НПІ служать електролюмінесцентні конденсатори та інжекційні світлодіоди. Такі індикатори використовуються для відображення інформації на пультах і табло, передачі числової та буквеної інформації в системах контролю та керування, для відображення вихідних даних електронних обчислювальних машин та показів цифрових вимірювальних приладів.

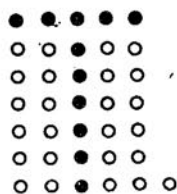


Конфігурація висвічуваних елементів в НПІ здійснюється з використанням семисегментної (рис. 3.18, а) або матричної (рис. 3.18, б) системи. Семисегментна система, що є цифровим індикатором, дозволяє відображувати всі десять цифр, а також декілька літер. Матрична система, в якій 36 ( $7 \times 5 + 1$ ) точок, є універсальним цифролітерним індикатором, оскільки відображує всі цифри, літери та знаки стандартного коду. В індикаторах на основі електролюмінесцентних конденсаторів число сегментів може перевищувати сім.

Для НПІ характерні яскраве та чисте світіння, висока економічність та простота керування, використання прийомів стандартної пла-



а



б

Рис. 3.18

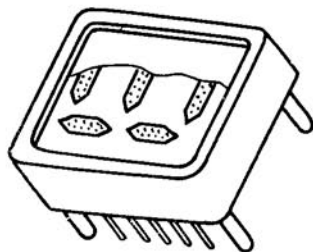


Рис. 3.19

нарної технології при виготовленні. Такі індикатори можуть перекрити практично весь видимий діапазон спектра.

В електролюмінесцентних індикаторах (ЕЛІ) використовується явище електролюмінесценції в плоскому конденсаторі (див. рис. 3.1, а). Прозора плівка 2 першої обкладки конденсатора може мати форму будь-якого символу або складатися з кількох сегментів, які дозволяють висвічувати умовні цифри. Виводи від загальної обкладки 5 та окремих частин обкладки 2 виходять назовні, а весь індикатор герметизується (рис. 3.19). Для збудження світіння індикатора до обкладок конденсатора прикладають змінну напругу 220 В з частотою 400 або 1200 Гц (в залежності від кольору світіння).

Промисловість випускає різні типи ЕЛІ з габаритними розмірами області скляної пластинки, що світиться, від  $11 \times 15$  мм до  $116 \times 176$  мм. Найбільш поширені літерно-цифрові ЕЛІ, в яких знаки та цифри складаються з різних комбінацій сегментів, звичайно, їх 7, 8 та 9. Індикатор з 19 сегментами дає можливість висвічувати всі цифри та букви українського і латинського алфавітів. Знаходять застосування електролюмінесцентні екрани з великою робочою площею та високою чіткістю. Одною з різновидностей ЕЛІ є мнемонічні індикатори, які мають суцільне поле, що висвічується, або мнемонічний знак (круг, сектор, стрілку), або слово («Стоп», «Мережа» та ін.), в залежності від закладеного в ньому трафарету.

Мнемонічні індикатори з видимим зображенням мають внутрішній трафарет, який видно і при вимкнутому індикаторі. Після подачі

напруги висвічується або знак трафарету, або поле навколо нього. Мнемонічні індикатори випускають однокольоровими або багатокольоровими (червоний, зелений, блакитний, жовтий). Деякі з них дозволяють змінювати на одному полі два або три кольори. Для цього прозорий електропровідний шар конденсатора роблять у вигляді гребінки (растра) з почерговим нанесенням смуг електролюмінофорів, які висвічують два кольори (жовтий та блакитний). Це дозволяє за відповідної комутації виводів змінювати колір знака трафарету або поля, що світиться навколо нього. Одночасне висвічування двох растрів дає третій колір. Такі індикатори розширюють можливості відображення інформації.

У світлодіодах, що працюють як цифрові індикатори, число окремих кристалів з  $p-n$ -переходами дорівнює числу сегментних полів, що світяться. Кожний кристал розташований в основі кінцевого псевдосвітловоду, який являє собою розширений проріз у пластмасовій пластині. Вихід такого прорізу з лінзи створює світле поле, розміри якого на порядок перевищують розміри кристала. На рис. 3.20, а, б показані відповідно нумерація цоколя та лінза корпусу 1 з окремими полями 2, що світяться. Висота знаків (літер) 3 ... 7,5 мм.

Промисловість випускає також багаторозрядні індикатори на тричотири, шість, дев'ять і т. д. знаків в одному корпусі. Вони мають вигляд стандартних модулів, де об'єднані в одному блоці пристрої відображення інформації, та схема керування (дешифратор). Освоєно випуск багатоеlementних матриць, які містять від 30 до 300 знаків на одному кристалі площею 1,5 ... 15 см<sup>2</sup>. Такі матриці виконують функції елементів набірного напівпровідникового екрана.

**Рідиннокристалічні індикатори.** Речовини, які називають рідинними кристалами, мають текучість, як у води, і оптичну анізотропію кристала. Рідиннокристалічний стан цих речовин виявляється в деякому інтервалі температур між точкою перетворення тіла в однорідну прозору рідину  $T_p$  та точкою кристалізації  $T_k$ . Рідинні кристали, як і тверді, мають фотопружність, п'єзоелектричні властивості, орієнтуються в електричному та магнітному полях, відбивають та заломлюють світло. Структура рідинного кристала легко змінюється під дією електричного і магнітного полів, ультразвуку, проміння, температури.

Для рідиннокристалічних індикаторів використовують хімічні сполуки з дуже витягнутими молекулами. Такі молекули можуть орієнтуватись в одному напрямі, який легко змінюється під зовнішньою дією. Класичним прикладом рідиннокристалічної речовини є органічна сполука з довгою назвою — метоксибензилдебултанімін (скорочено МББА). Рідиннокристалічний стан МББА виявляється в області

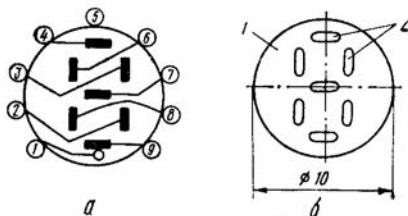


Рис. 3.20

кімнатних температур ( $\Delta T_{pk} = T_p - T_k = 15 \dots 70^\circ \text{C}$ ), що дозволяє широко використовувати його в техніці. Для зменшення питомого опору рідиннокристалічних тіл ( $\approx 10^{17}$  Ом·см), вводять домішки, при дисоціації яких з'являються вільні іони.

В рідиннокристалічних індикаторах використовується електрооптичний ефект, який називають ефектом динамічного розсіювання. Такий ефект спостерігається в тонких шарах рідинних кристалів, коли до прозорого шару рідинних кристалів, який має невелику електропровідність, прикласти електричне поле. Молекули при цьому орієнтуються

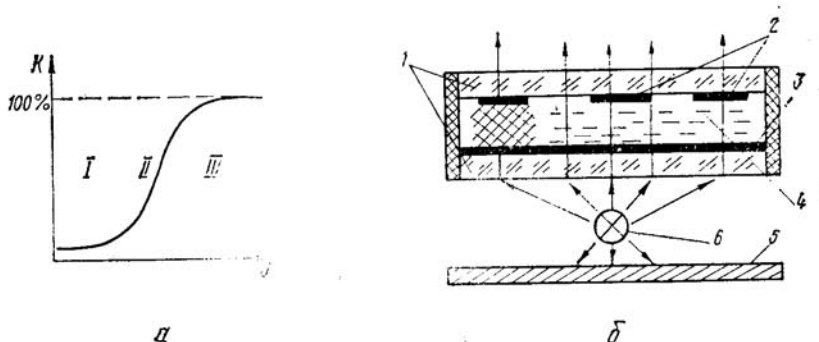


Рис. 3.21

впоперек поля, а потік іонів, який з'являється при дисоціації, руйнує цю орієнтацію. Коли струм досягає деякого значення, виникає турбулентність у шарі, що руйнує впорядковану структуру рідинного кристала. При цьому безперервно і хаотично змінюється показник заломлення ділянок рідини, тобто відбувається розсіювання світла зовнішнього джерела. Шар рідинного кристала втрачає прозорість і стає молочно-білим.

Турбулентний рух спостерігається при напрузі, яка відповідає круто зростаючій ділянці II вольт-контрастної характеристики рідиннокристалічного індикатора, зображеної на рис. 3.21, а. Нижчій напрузі відповідає ділянка ламінарного руху I. На ділянці III настає стан насичення.

На рис. 3.21, б зображена конструкція рідиннокристалічного індикатора, що працює в прохідному світлі. Між двома скляними пластинами 1 знаходиться тонкий (10—20 мкм) шар рідинного кристала 4. Під індикатором розташоване джерело світла 6 та матово-чорний екран 5. На внутрішню поверхню однієї з пластин нанесений суцільний прозорий електрод 3, а на другу пластину — фігурні електроди (сегменти) 2. Для одержання зображення між суцільним електродом і потрібними сегментами прикладається напруга (одиниці — десятки вольт). При цьому прозорість рідини між ними зменшується і в прохід-

ному світлі формується певний знак. Струми фігурних електродів настільки малі (5—100 нА), що потужність споживання на індикацію знака не перевищує 50 мкВт. В індикаторах, що працюють у відбитому світлі, нижній електрод роблять дзеркальним, щоб добре відбивав світло. Як джерело падаючого світла можна використати навіть природне освітлення.

Рідиннокристалічні індикатори, що виготовляються промисловістю, використовують у вимірювальних цифрових пристроях, ЕОМ, електронних годинниках та ін. Їх перевага — висока контрастність, низька напруга живлення, технологічність, мала потужність. Ведуться розробки для одержання кольорових зображень.

**Газорозрядні індикатори.** Такі індикатори є іонними приладами самостійного тліючого розряду з холодним катодом. Вони належать до газорозрядних приладів, в яких струм проходить через газорозрядний проміжок. Носіями заряду в цих приладах разом з електронами є іони інертного газу, що заповнює балон при великому розрідженні (10 ... 100 Па). В приладах з холодним катодом електрони вибиваються з катода позитивними іонами газорозрядного проміжку.

В іонних приладах спостерігається взаємодія заряджених частинок, фотонів та атомів газу, але основним процесом є взаємодія електронів з нейтральними атомами газу, яка викликає збудження або іонізацію частинок газу в балоні. Для збудження атомів газу вільні електрони повинні мати деякий мінімум енергії, яку називають енергією збудження. Енергії збудження електрон набуває, проходячи в електричному полі деяку різницю потенціалів — потенціал збудження. Для іонізації атома електрон повинен мати більшу енергію — енергію іонізації, яка характеризується потенціалом іонізації. Для газів, що використовуються в іонних приладах, потенціали збудження та іонізації становлять 5 ... 25 В.

У просторі, заповненому вільними електронами та іонами, відбуваються зіткнення між ними, що призводить до утворення нейтральних атомів (рекомбінація). Рекомбінація супроводжується випромінюванням енергії, як правило, у видимій частині спектра; при цьому спостерігається світіння газу.

Вольт-амперна характеристика іонного приладу з самостійним тліючим розрядом зображена на рис. 3.22, а, а його схема вимкання — на рис. 3.22, б. Поява та підтримка процесу іонізації в іонних приладах можливі лише у випадку прикладання до електродів певної напруги виникнення (запалювання) розряду  $U_z$ , значення якої залежить від роду та тиску газу, а також од відстані між електродами. Для підтримування розряду в іонному приладі достатньо напруги горіння  $U_r$  — меншої за напругу появи розряду. Для нормальної роботи в режимі тліючого розряду послідовно з лампою вмикають баластний резистор (рис. 3.22, б), опір якого розраховують за формулою

$$R_0 = (U - U_z)/I,$$

де  $I$  — робочий струм.

Вітчизняні газорозрядні індикатори серії ІН, які працюють в режимі нормального тліючого розряду, наповнені розрідженим неоном. У балоні розміщені холодні катоди з хромового проводу у вигляді цифр, літер або знаків і один або два аноди з тонкої сітки. На рис. 3.23 подано схему розташування електродів в одноанодному цифровому індикаторі. Такий індикатор має 10 катодів у формі арабських

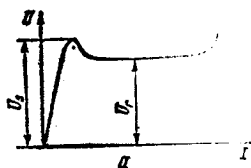


Рис. 3.22

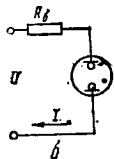


Рис. 3.23

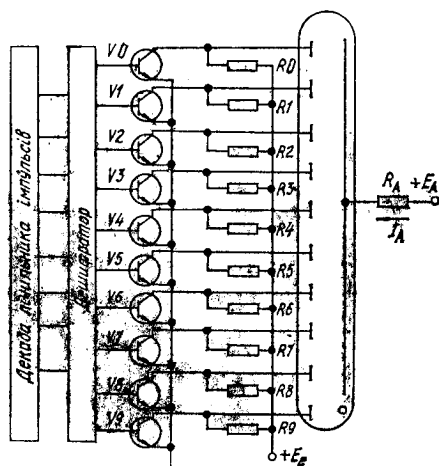


Рис. 3.24

цифр від 0 до 9 і один анод. Під напругою між анодом та одним з катодів навколо катода з'являється жовтогаряче світіння, яке дозволяє виразно прочитати відповідну цифру. Напруга виникнення розряду  $U_s \approx 170 \dots 200$  В, напруга горіння  $U_r = 105 \dots 150$  В. Окремі типи цифрових газорозрядних індикаторів мають корпус прямокутної форми, що дозволяє створювати компактні багаторозрядні індикатори.

Конструкція знакобуквених газорозрядних індикаторів аналогічна цифровим, але катоди їх мають форму букв латинського та грецького алфавітів або математичних символів (наприклад,  $W$ ,  $F$ ,  $Hz$ ,  $V$ ,  $S$ ,  $\Omega$ ,  $A$ ,  $H$  або  $+$ ,  $-$ ,  $\Pi$ ,  $K$ ,  $M$ ,  $m$ ,  $\mu$ ,  $\%$ ).

На рис. 3.24 зображена схема вмикання одноанодного цифрового індикатора. Транзистори  $V_0—V_d$  в колах катодів індикатора відіграють роль керуючих ключів. Для відтворення потрібної цифри один з транзисторів, що ввімкнутий в коло відповідного катода, відкритий керуючим імпульсом з дешифратора. Інші транзистори закриті. Відкритий транзистор живить напругою  $+E_A$  анод і відповідний катод індикаторної лампи. При цьому виникає самостійний тліючий розряд і поверхня під'єданого катода покривається світінням. Резистор  $R_A$  забезпечує потрібний струм  $I_A$  для яскравого світіння цифри. Світіння інших цифр неможливе, оскільки напруга між анодом і рештою катодів мала. Напруга  $E_c < E_A$ , а різниця цих напруг, тобто  $E_A - E_c$ , недостатня для виникнення тліючого розряду.

Тепер здебільшого застосовуються цифрові багаторозрядні індикатори пакетного типу, конструкції яких схожі на конструкції мікросхем. Їх основа — дві плоскі електродні ґратки з ковару, закріплені на скляних пластинах і вміщені в заповнений газовою сумішшю плоский герметичний корпус із зовнішніми електродами. Таким чином, багаторозрядні дисплеї мають плоску конструкцію малої товщини (кілька міліметрів), що дозволяє використовувати їх в інтегральній схемотехніці.

Газорозрядні індикатори широко використовуються в цифрових вимірювальних приладах, обчислювальній техніці та ін. Вони характеризуються яскравим та контрастним зображенням, споживають малу енергію та мають високу надійність.

### 3.6. ОПТРОНИ

Оптроном називають оптоелектронний прилад, що має джерело світла (ДС) та приймач світлового випромінювання — фотоприймач (ФП), які конструктивно та оптично зв'язані між собою (рис. 3.25, а). Керуючим (вхідним) сигналом для джерела світла є вхідна напруга  $U_{вх}$  або вихідний струм  $I_{вх}$ , а вихідним — яскравість світіння  $B_{вих}$ .

Вхідним сигналом для фотоприймача є падаючий світловий потік  $B_{вх}$ , а вихідним — напруга  $U_{вих}$ , або струм  $I_{вих}$ , значення яких залежить від зміни інтенсивності світлового потоку  $B_{вх}$ . Джерело світла і фотоприймач зв'язані між собою активним або пасивним оптичним середовищем (ОС). Отже, головна особливість оптрона — гальванічна розв'язка вхідного та вихідного кіл і однонапрямленість сигналів, що характерно для оптичних ліній зв'язку.

Розв'язка оптронів з чисто оптичним зв'язком практично ідеальна — опір ізоляції може досягати  $10^{12} \dots 10^{24}$  Ом, а електроємність зв'язку —  $10^{-2}$  пФ. При цьому з'являється ряд можливостей, які недоступні для чисто електронних кіл. Наприклад, через високу міцність ізоляції за допомогою низьких напруг можна керувати дуже високими напругами, що вимірюються сотнями кіловольт, зв'язувати

кола з різними частотами, підвищувати шумозахищеність схем, оскільки електромагнітні завади не діють на оптичний зв'язок.

Як джерела світла використовують мініатюрні лампи розжарювання та газорозрядні лампи, частіше електролюмінесцентні конденсатори та світлодіоди, технологія виготовлення яких допускає їх безкорпусне виконання, а також у вигляді інтегральних матриць з високою густотою пакування. Найбільш поширені як фотоприймачі: фоторезистори, фотодіоди, фототранзистори та фототиристри, опори яких змінюють-

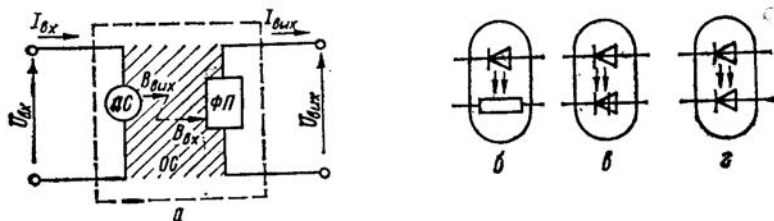


Рис. 3.25

ся із зміною освітленості. Для їх виготовлення можуть бути використані методи інтегральної технології. У багатьох випадках у колі приймача використовують складні структури: фотодіод з високочастотним транзистором або тиристором, схему Дарлінгтона та ін. Відкриті оптичні канали або просто повітряні проміжки між джерелом світла та фотоприймачем застосовують рідко. Частіше як оптичне середовище використовують тверді іммерсійні середовища: полімерні органічні сполуки, халкогенідне скло, скловолоконні світловоди. Останні мають найбільш високі ізоляційні властивості. Оптрони з гнучкими скловолоконними світловодами близькі за своїм призначенням до коротких ліній фотонного зв'язку.

Кероване джерело світла та фотоприймач створюють оптронну пару — основу елементарного оптрона. На рис. 3.25, б, в, г приведені умовні графічні зображення оптронів.

Елементарні оптрони відрізняються своїми характеристиками та параметрами. Це дозволяє складати оптоелектронні схеми, різні за складністю, принципом роботи та призначенням.

До основного типу відносять оптрони з внутрішнім прямим оптичним зв'язком (рис. 3.25, а), в яких електричний зв'язок між елементами пари відсутній, тобто вони гальванічно розв'язані. При цьому із зміною напруги або струму джерела світла ( $U_{вх}$ ,  $I_{вх}$ ) змінюється яскравість його світіння, що, у свою чергу, змінює опір фотоприймача і напругу та струм на виході. Таким чином, здійснюється перетворення вхідного електричного сигналу ( $U_{вх}$ ,  $I_{вх}$ ) у вихідний електричний сигнал ( $U_{вих}$ ,  $I_{вих}$ ) за схемою: електричний сигнал — оптичний сигнал — електричний сигнал. При цьому оптрон — це деякий опір, який змінюється із зміною рівня вхідного сигналу (як у транзисторі).



Основною характеристикою оптрона є коефіцієнт передачі  $K_{оп}$  — відношення вихідного сигналу до вхідного. Для визначення виду перетворення вхідного сигналу розглянемо схему оптрона як функціонального елемента (рис. 3.26, а).

На принциповій схемі вхідний та вихідний електричні сигнали, а також світловий сигнал представлені функціями  $\varphi_{вх}(U_{вх}, I_{вх})$ ,  $\varphi_{вих}(U_{вих}, I_{вих})$  та  $B(U_{вх}, I_{вх})$ . Електричний сигнал зміщення по другому незалежному входу представлений функцією  $\varphi_2(U_2, I_2)$ , де,  $U_2, I_2$  — на-

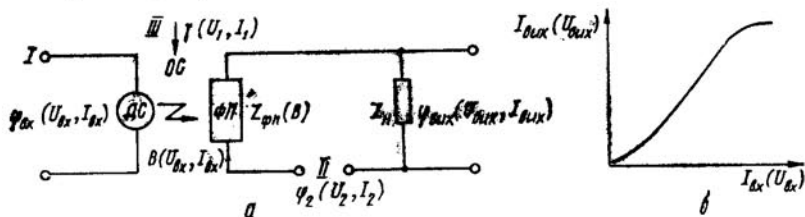


Рис. 3.26

руга та струм зміщення, які задають опір фотоприймача  $Z_{ФП} = \gamma(B, U_2, I_2)$ . Функція  $\gamma(U_1, I_1)$  — фактор керування оптичним середовищем за третім незалежним входом оптрона, з допомогою якого можна керувати параметрами світлового пучка: фазою та довжиною хвилі, напрямленням. Це обумовлює функцію передачі оптичного середовища  $B(\gamma)$ .

Коефіцієнт передачі оптрона описується рівнянням

$$K_{оп} = \psi[K_{дс}(U_{вх}, I_{вх}), K_{ос}(U_1, I_1), K_{ФП}(U_2, I_2), \varphi_{вх}(U_{вх}, I_{вх}), \varphi_2(U_2, I_2)], \quad (3.21)$$

де  $K_{дс}$ ,  $K_{ос}$ ,  $K_{ФП}$  — відповідно коефіцієнти передачі джерела світла, оптичного середовища та фотоприймача. Якщо  $K_{дс}$ ,  $K_{ос}$ ,  $K_{ФП} = \text{const}$ , а джерело світла і фотоприймач є лінійними елементами схеми, то

$$K_{опU} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = F_U U_{вх} U_2; \quad K_{опI} = \frac{I_{вих}}{I_{вх}} = G_I I_{вх} I_2, \quad (3.22)$$

де  $F_U$ ,  $G_I$  — вагові коефіцієнти.

Якщо  $U_{вх} = U_2 = U_0$  і  $I_{вх} = I_2 = I_0$ , то рівняння (3.22) мають вигляд

$$K_{опU} = C_{0U} U_0^2; \quad K_{опI} = C_{0I} I_0^2. \quad (3.23)$$

Це вказує на можливість моделювання в оптроні операції середнього квадратичного перетворення. Можна також одержати операцію алгебраїчної суми:

$$K_{опU} = C_1 \sum_i (\pm U_i). \quad (3.24)$$

де  $U_{вх} = \text{const}$ ;  $U_2 = \sum_i (\pm U_i)$  або  $U_2 = \text{const}$

$$U_{вх} = \sum_i \pm U_i, \quad (3.25)$$

та операцію ділення

$$K_{опU} = C_2 \left( \frac{U_2}{U_1} \right), \quad (3.26)$$

де  $U_{вх} = 1/U_1$ . В залежності від виду функцій  $\varphi_{вх}(U_{вх}, I_{вх})$ ,  $\varphi_2(U_2, I_2)$ ,  $\psi(U_1, I_1)$  можна виконувати операції інтегрування та диференці-

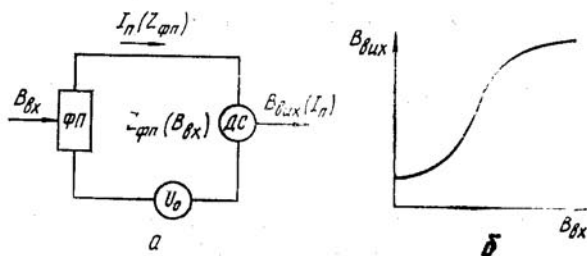


Рис. 3.27

ювання. Тому оптрони з прямим оптичним зв'язком можуть використовуватися як лінійні та диференціальні підсилювачі, модулятори, змішувачі, генератори релаксаційних коливань та ін. На рис. 3.26, б зображено лінійну передавальну характеристику оптрона, в якому джерело світла, оптичне середовище та фотоприймач мають також лінійні передавальні характеристики.

Отже, для оптронів з прямим оптичним зв'язком характерні:

- 1) висока шумозахищеність, оскільки відсутній гальванічний зв'язок між входом і виходом;
- 2) можливість керування по кожному з трьох незалежних входів;
- 3) велика гнучкість та можливість принципу фотоелектронного перетворення, що створює умови для одержання оптоелектронних схем різного призначення.

Існує ряд різновидностей оптронів. До них належать оптрони із зовнішнім оптичним зв'язком (рис. 3.27), які перетворюють оптичний сигнал в електричний сигнал і останній — в оптичний сигнал.

В такому оптроні (рис. 3.27 а) входним сигналом є світловий потік  $B_{вх}$  від незалежного джерела випромінювання. Із зміною  $B_{вх}$  змінюється опір фотоприймача  $Z_{ФП}$ , що при  $U_0 = \text{const}$  приводить до зміни струму  $I_{п}$ . В свою чергу вихідний світловий потік  $B_{вих}$  джерела світла залежить від струму  $I_{п}$ , що протікає через нього. Таким чином, із зміною  $B_{вх}$  змінюватиметься  $B_{вих}$ , що показує передавальна характеристика оптрона (рис. 3.27, б).

За допомогою оптронів із зовнішнім оптичним зв'язком, підібравши певним чином спектральні характеристики джерела світла та фотоприймача, можна здійснювати перетворення випромінювання однієї довжини хвилі у випромінювання іншої довжини хвилі, наприклад, перетворення інфрачервоного або рентгенівського випромінювання у видиме світло.

Оптрони характеризуються вхідними, вихідними та прохідними параметрами, які задаються структурою оптронної пари. Основними вхідними параметрами є найбільша вхідна напруга  $U_{вх\ max}$  і найбіль-

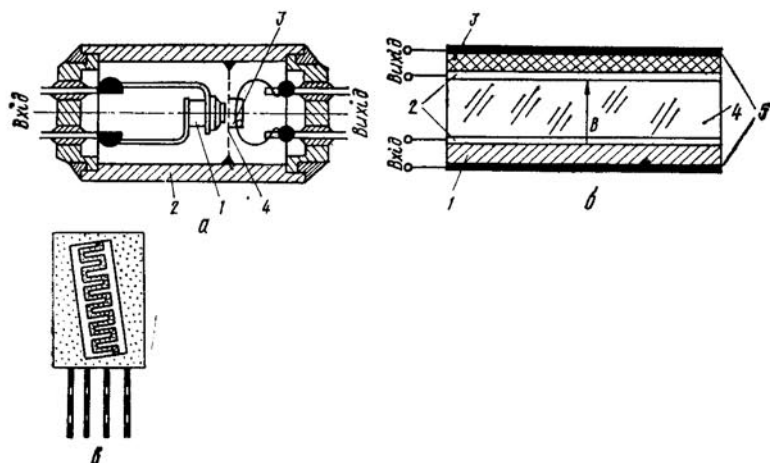


Рис. 3.28

ший вхідний струм  $I_{вх\ max}$ . До прохідних параметрів відносяться значення прохідної ємності  $C_{пр}$  і опір ізоляції  $R_{із}$ ; час ввімкнення  $t_{вв\ iм\ k}$  — відрізок часу з моменту подачі імпульсу вхідного струму до моменту досягнення вихідним струмом 90 % свого усталеного значення; час вимкнення  $t_{в\ iм\ k}$  — час з моменту припинення прямого струму і до моменту, при якому вихідний струм зменшиться до 50 % початкового значення.

Вихідні параметри визначаються, в основному, параметрами фотоприймачів.

На рис. 3.28, а зображена характерна конструкція оптронної пари, скомпонованої з дискретних елементів: як джерело світла використовується світлодіод 1, як фотоприймач — фоторезистор 3 у вигляді спресованої таблетки. Для зменшення ємнісного зв'язку між джерелом світла та фотоприймачем розміщується прозорий електростатичний екран 4. Внутрішня частина оптрона заливається оргсклом або епоксидною смолою, які захищають прилад від впливу зовнішнього середовища і відіграють роль світловода. Герметичний металічний кор-

пус 2 зовні нагадує корпус простого транзистора. Два зовнішніх електроди оптрона відповідають входу джерела світла, а два інших — виходу по колу фотоприймача.

Принципова будова і зовнішній вигляд оптрона з багатошаровою плівковою структурою зображені на рис. 3.28, б, в. Електролюмінофор 1 (ДС) і фоторезистор 3 (ФП) послідовно напилені у вакуумі на обидві сторони скляної пластинки 4, покритої провідними шарами 2. Скляна пластинка є одночасно і підкладкою, і світловодом. Зовні пристрій вкритий непрозорими електродами 5.

## ІНФОРМАЦІЙНА ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА

## Розділ 4. ЕЛЕКТРОННІ ПІДСИЛЮВАЧІ

Електронним підсилювачем називають пристрій, який використовують для підвищення потужності вхідного електричного сигналу до номінального значення, яке забезпечує нормальне функціонування вузла, приладу або електронної системи. При цьому підсилення малопотужного вхідного сигналу досягається за рахунок енергії зовнішнього джерела напруги (струму) значно більшого рівня потужності. Оскільки далі розглядатимемо лише лінійні електронні підсилювачі, вважатимемо незмінною частоту та форму підсилюваного сигналу.

## 4.1. КЛАСИФІКАЦІЯ ТА СТРУКТУРНІ СХЕМИ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Структурна схема електронного підсилювача зображена на рис. 4.1. На цій схемі підсилювач має вигляд активних чотирьохполюсників, до вхідних затискачів (1, 2) яких приєднують джерело вхідного сигналу у вигляді джерела напруги (рис. 4.1, а) або джерела струму (рис. 4.1, б). Зовнішнє навантаження  $R_n$ , яке споживає енергію підсиленого сигналу, під'єднується до виходу підсилювача (затискачі 3, 4). Джерело вхідного сигналу навантажується вхідним опором підсилювача  $R_{вх}$ , на якому виділяється потужність вхідного сигналу. Цей сигнал керує енергією джерела живлення значно більшого рівня потужності. Таким чином, використання активного керуючого елемента (наприклад, транзистора) та більш потужного джерела живлення дає можливість підсилувати *потужність* вхідного сигналу.

Розглядаючи вхідне коло підсилювача з джерелом напруги (рис. 4.1, а), можемо записати

$$U_{вх} = E_d \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_d}, \quad (4.1)$$

звідки випливає, що спад напруги на внутрішньому опорі  $R_d$  джерела вхідного сигналу незначний  $U_{вх} \approx E_d$ , якщо виконується умова  $R_{вх} \gg R_d$ . Для вхідного кола підсилювача (рис. 4.1, б)

$$I_{вх} = I_d \frac{R_d}{R_d + R_{вх}}, \quad (4.2)$$

гобо весь струм джерела вхідного сигналу відгалужується у вхідний опір підсилювача за умови, що  $R_d \gg R_{вх}$ . Отже, при великому вхідному опорі підсилювача керування в навантаженні здійснюють джерелом напруги, а при малому  $R_{вх}$  — джерелом струму.

Вихідне коло підсилювача також може бути *джерелом напруги*  $K_p U_{вх}$  (рис. 4.1, а) або *джерелом струму*  $K_p I_{вх}$  (рис. 4.1, б) з внутрішнім опором  $R_{вих}$ . Ці джерела відображають властивості підсилю-

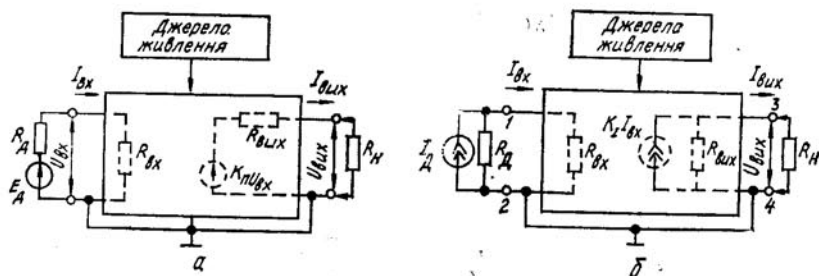


Рис. 4.1

вача, які характеризуються коефіцієнтом прямої передачі  $K_p$ , що в першому випадку є коефіцієнтом підсилення напруги, а в другому — струму.

Всі електронні підсилювачі підвищують потужність. Але в ряді випадків основним показником є підсилення струму або напруги. Тому електронні підсилювачі умовно поділяють на підсилювачі напруги, струму та потужності. Підсилювач напруги забезпечує на навантаженні задане значення вихідної напруги. В такому режимі підсилювач працює, якщо виконуються умови  $R_{вх} \gg R_d$  та  $R_N \gg R_{вих}$ , що забезпечує відносно великі зміни напруги на навантаженні при невеликих змінах струму у вхідному та вихідному колах. В режимі підсилення струму необхідне виконання умов  $R_{вх} \ll R_d$  та  $R_N \ll R_{вих}$ , щоб у вихідному колі при малих значеннях напруги протікав струм заданого значення. Для підсилювача потужності умови узгодження вхідного кола з джерелом вхідного сигналу та вихідного кола з навантаженням для передавання максимальної потужності мають вигляд  $R_{вх} \approx R_d$  та  $R_N \approx R_{вих}$ .

За характером зміни в часі вхідного сигналу розрізняють підсилювачі *постійного* та *змінного* струмів. Підсилювачі постійного струму працюють при нижній частоті  $f_n = 0$ . А підсилювачі змінного струму поділяються на підсилювачі низької та високої частоти.

Структура підсилювача визначається смугою частот робочого діапазону. За цією ознакою підсилювачі поділяють на *вибіркові*, для яких характерне відношення  $f_b/f_n < 1,1$  (підсилення в дуже вузькому діапазоні частот), та *широкопasmові* з  $f_b/f_n$ , яке досягає 1000 і більше.

Залежно від форми підсилюваних сигналів розрізняють підсилювачі *гармонічних* (синусоїдальних) та *імпульсних* сигналів. Оскільки імпульсні сигнали, наприклад прямокутної форми, містять в собі широкий спектр частот, імпульсні підсилювачі відносяться до класу широкосмугових. Якщо підсилення одного каскаду недостатньо, то як навантаження  $R_n$  використовується вхідне коло другого підсилювального каскаду, вихід якого під'єднується до входу третього каскаду і т. д. Підсилювач, що має кілька ступенів підсилення, називають *багатокаскадним*. Так, за структурою розрізняють *однокаскадні* та *багатокаскадні* підсилювачі, а за способом зв'язку між каскадами — підсилювачі з емнісним, трансформаторним та гальванічним зв'язком.

Трансформаторний зв'язок використовується лише в кінцевих каскадах підсилення потужності для узгодження підсилювача з навантаженням.

Дедалі більше в підсилювальній техніці використовують операційні підсилювачі в інтегральному виконанні, які одночасно задовольняють багатьом названим вище умовам. Такі підсилювачі здебільшого підсилюють напругу і використовуються для підсилення сигналів як постійного, так і змінного струму в широкому діапазоні частот.

#### 4.2. ОСНОВНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Властивості підсилювача характеризують кількісні та якісні показники, які називають вторинними (вихідними) параметрами або функціями схеми. Розглянемо основні з них.

**Коефіцієнт підсилення.** Цей найважливіший параметр підсилювача визначається відношенням напруги або струму (потужності) на виході підсилювача до напруги або струму (потужності) на його вході і показує, як змінився вихідний сигнал порівняно із вхідним. Якщо напругу або струм на вході та виході підсилювача подати в загальному вигляді відповідно як

$$\dot{A}_{вх} = A_{вх} e^{j\varphi_{вх}} \text{ та } \dot{A}_{вих} = A_{вих} e^{j\varphi_{вих}},$$

то

$$\dot{K}_п = \frac{\dot{A}_{вих}}{\dot{A}_{вх}} = \frac{A_{вих}}{A_{вх}} e^{j(\varphi_{вих} - \varphi_{вх})} = K_п e^{j\varphi}, \quad (4.3)$$

де  $K_п = \frac{A_{вих}}{A_{вх}}$  — модуль коефіцієнта підсилення;  $\varphi = \varphi_{вих} - \varphi_{вх}$  — фазовий зсув між вхідною та вихідною напругою або між вхідним і вихідним струмом.

Згідно з призначенням підсилювача розрізняють коефіцієнти підсилення за напругою  $\dot{K}_{пU}$ , за струмом  $\dot{K}_{пI}$  і за потужністю  $\dot{K}_{пP}$ :



$$\dot{K}_{пU} = \frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_{вх}}; \quad \dot{K}_{пI} = \frac{\dot{I}_{вих}}{\dot{I}_{вх}}; \quad K_{пP} = \frac{P_{вих}}{P_{вх}}. \quad (4.4)$$

Якщо підсилювач має  $n$  каскадів, то:

$$\dot{K}_n = \dot{K}_{п1} \cdot \dot{K}_{п2} \cdot \dots \cdot \dot{K}_{пn} = \prod_{i=1}^n \dot{K}_{пi}. \quad (4.5)$$

Тут  $\dot{K}_{пi}$  — коефіцієнт підсилення, виміряний за умови дії попереднього та наступного каскадів багатоканального підсилювача.

При великому числі каскадів коефіцієнт підсилення — число громіздке для практичного використання. Зручніша для цього логарифмічна шкала  $K_n$ , одиницею якої є децибел — десята частина десятичного логарифма відношення потужностей на виході і вході підсилювача (дБ):

$$K_n = 10 \lg \left( \frac{P_{вих}}{P_{вх}} \right) = 10 \lg K_{пP}.$$

Враховуючи, що потужність  $P$  пропорційна  $U^2$  або  $I^2$ , для коефіцієнтів підсилення за напругою та струмом одержимо:

$$K_{пU} \text{ (дБ)} = 20 \lg \left( \frac{U_{вих}}{U_{вх}} \right) = 20 \lg K_{пU};$$

$$K_{пI} \text{ (дБ)} = 20 \lg \left( \frac{I_{вих}}{I_{вх}} \right) = 20 \lg K_{пI};$$

при цьому коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача

$$K_n \text{ (дБ)} = K_{п1} + K_{п2} + \dots + K_{пn} = \sum_{i=1}^n K_{пi}. \quad (4.6)$$

**Амплітудно-частотна та фазо-частотна характеристики.** Лінійні спотворення. Залежність модуля коефіцієнта підсилення від частоти називається частотною характеристикою підсилювача, графічне зображення якої для підсилювачів змінної напруги показане на рис. 4.2, а. Оскільки модуль коефіцієнта підсилення на різних частотах має різні значення, гармонічні складові вхідного сигналу підсилюються неоднаково, і форма вихідного сигналу відмінна від форми вхідного сигналу. Це явище називається частотним спотворенням і спричинене реактивними елементами підсилювача, опір яких залежить від частоти. Крім того, від частоти залежать і фізичні параметри напівпровідникових приладів — активних елементів схеми підсилювача.

Частотні спотворення, які вносить підсилювач на частоті  $f$ , враховує коефіцієнт частотних спотворень  $M$ , що дорівнює відношенню

модулів коефіцієнтів підсилення на середній і даній робочій частоті:

$$M = K_{\text{п0}}/K_{\text{пф}}.$$

Для багатокаскадного підсилювача

$$M = M_1 \cdot M_2 \dots M_n = \prod_{i=1}^n M_i. \quad (4.7)$$

Як правило, коефіцієнт частотних спотворень знаходять на граничних частотах  $f_{\text{н.гр}}$  та  $f_{\text{в.гр}}$  умовної смуги пропускання підсилювача, яка

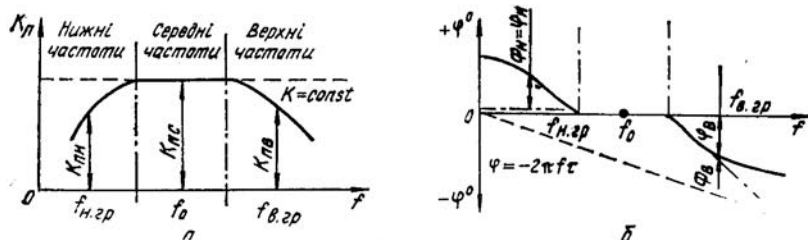


Рис. 4.2

являє собою діапазон частот  $\Delta f = f_{\text{в.гр}} - f_{\text{н.гр}}$ , в межах якого зміна модуля коефіцієнта підсилення не перевищує заданої величини  $M_{\text{н}} = K_{\text{п0}}/K_{\text{п.н}}$  і  $M_{\text{в}} = K_{\text{п0}}/K_{\text{п.в}}$ . В ідеальному випадку, коли підсилювач не вносить частотних спотворень ( $M = 1$ ), частотна характеристика повинна бути прямою (рис. 4.2, а), паралельною осі частот.

Фазочастотна характеристика відображає залежність кута зсуву фази між входною та вихідною напругами, або аргументу коефіцієнта підсилення  $K$  від частоти (рис. 4.2, б). Позитивне значення кута  $\varphi$  відповідає випередженню, а від'ємне — відставанню вихідної напруги відносно входної. Відзначимо, що під фазовим розуміють зсув, зумовлений реактивними елементами підсилювача, а той, що вноситься активними елементами на 180 ел. град., не беруть до уваги.

За фазочастотною характеристикою оцінюють *фазові спотворення*, які вносить підсилювач, порушуючи фазові співвідношення між окремими гармонічними складовими складного сигналу і змінюючи його форму на виході. Якщо фазовий кут  $\varphi$  пропорційний частоті, то це означає, що будь-яка гармоніка складного сигналу має той самий часовий зсув  $\tau$  і фазова характеристика  $\varphi = -2\pi f\tau$ , зображена на рис. 4.2, б штриховою лінією, є ідеальною. Сигнал при проходженні через підсилювач зсувається в часі, однак його форма залишається незмінною. Нелінійний характер реальної фазо-частотної характеристики вказує на різні часові зсуви для окремих гармонік сигналу складної форми. Тому фазові спотворення, які оцінюються так, як і частотні спотворення на нижній  $f_{\text{н.гр}}$  і верхній  $f_{\text{в.гр}}$  граничних частотах смуги

ти пропускання, визначаються не абсолютним значенням кута  $\varphi$ , а різницею ординат  $\Phi$  фазочастотної характеристики і дотичних до неї (штрихпунктирні лінії на рис. 4.2, б). Очевидно,  $\Phi_n = \varphi_n$  і  $\Phi_b < \varphi_b$ .

З порівняння амплітудно-частотної і фазо-частотної характеристик видно, що фазові спотворення свідчать про існування й частотних спотворень. Всі вони зумовлені лінійними елементами схеми, тому їх ще називають лінійними спотвореннями.

**Амплітудна характеристика. Динамічний діапазон. Нелінійні спотворення.** Амплітудна характеристика — це залежність  $U_{\text{вих}} =$

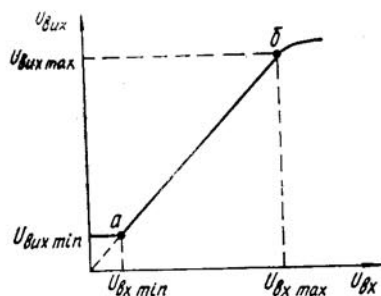


Рис. 4.3

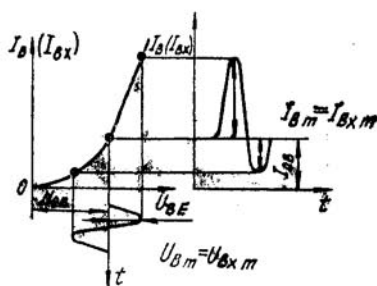


Рис. 4.4

$= f(U_{\text{вх}})$  на деякій сталій частоті (рис. 4.3). В робочому діапазоні амплітуд вхідного сигналу  $U_{\text{вх min}} — U_{\text{вх max}}$  амплітудна характеристика прямолінійна (відрізок  $ab$ ), а кут її нахилу задається коефіцієнтом підсилення на даній частоті.

Якщо вхідна напруга не перевищує значення  $U_{\text{вх min}}$ , то напруга на виході підсилювача  $U_{\text{вих min}}$  визначається напругою його власних шумів, які глушать корисний вхідний сигнал. Шуми підсилювача залежать, в основному, від шумів його активних та пасивних елементів. Їх причиною є пульсації напруги джерела живлення, теплові процеси, а також неоднорідність структури матеріалу елементів і нестабільність електричних процесів у часі.

При великих вхідних напругах ( $U_{\text{вх}} > U_{\text{вх max}}$ ) пропорційність між  $U_{\text{вих}}$  та  $U_{\text{вх}}$  порушується, оскільки немає пропорційної залежності між вхідним та вихідним струмами активного елемента підсилювання — транзистора. Це ілюструє рис. 4.4, на якому зображені вхідна характеристика транзистора за схемою вмикання ЗЕ та вхідна напруга синусоїдальної форми  $U_{\text{вх}} = U_{\text{Bm}} \sin \omega t$ , що подана на базу транзистора (вхід підсилювача). З графіка видно, що вхідний (отже, і вихідний) струм відрізняється від синусоїди, оскільки нижня напівхвиля сплюснута через нелінійність вхідної характеристики. Якщо на вхід подається сигнал складної форми, то також змінюється його спектральний склад. Отже, вихідний сигнал підсилювача містить гармонічні

складові, які відсутні у вхідному сигналі. Інакше кажучи, в підсилювальний сигнал вносяться нелінійні спотворення. Таким чином, можливість підсилювати максимальну та мінімальну напруги за умови, що кожному миттєвому значенню вхідної напруги відповідає пропорційне значення вихідної напруги (відрізок *аб* на рис. 4.3), відображає один з найважливіших показників підсилювача, який називається динамічним діапазоном. Кількісно динамічний діапазон оцінюється як

$$D = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}}, \quad (4.8)$$

де  $U_{\text{вх max}}$  і  $U_{\text{вх min}}$  — вхідні напруги, при яких спотворення підсилюваного сигналу і його розрізнення на фоні шумів лежать в допустимих межах.

При наявності нелінійних спотворень підсилений сигнал несе струм (напругу) першої гармоніки і струми (напруги) вищих гармонік, починаючи з другої. Рівень нелінійних спотворень чисельно оцінюється коефіцієнтом гармонік  $K_r$ , що пропорційний потужності, яка розвивається вищими гармоніками. Оскільки потужність, в свою чергу, пропорційна квадрату струму або напруги, то:

$$K_r = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} P_n / P_1} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 / I_1} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2 / U_1}, \quad (4.9)$$

де  $P$ ,  $I$ ,  $U$  — потужність, струм та напруга першої гармоніки;  $n$  — номер гармоніки.

Для підсилювача з  $m$  каскадів

$$K_r = K_{r1} + K_{r2} + \dots + K_{rm} = \sum_{i=1}^m K_{ri}. \quad (4.10)$$

Коефіцієнт корисної дії, що є важливим показником для підсилювачів середньої та особливо великої потужності, визначають із співвідношення

$$\eta = \left( \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{сп}}} \right) \cdot 100 \%, \quad (4.11)$$

де  $P_{\text{вих}}$  — корисна вихідна потужність, яка віддається підсилювачем в навантаження;  $P_{\text{сп}}$  — потужність, яку споживає підсилювач від джерела живлення.

### 4.3. РЕЖИМ РОБОТИ ПІДСИЛЮВАЛЬНОГО КАСКАДУ

Характер роботи підсилювального каскаду і його параметри залежать від режиму роботи активного елемента за постійним струмом. Розглянемо це на прикладі транзисторного підсилювального каскаду за схемою

ЗЕ, який є основою більшості схем підсилювачів, включаючи й операційні підсилювачі.

Початковий режим транзистора (режим спокою) визначається положенням робочої точки  $p$  на динамічній характеристиці транзистора. Від положення робочої точки залежать значення постійних складових струмів вхідного та вихідного електродів транзистора ( $I_{0C}$ ,  $I_{0B}$ ) і напруг на цих електродах ( $U_{0C}$ ,  $U_{0B}$ ), тобто потужність, яку споживає підсилювач від джерела  $E_C$ . В свою чергу, вибір робочої точки в значній мірі регламентується амплітудою, формою і полярністю вхідного змінного сигналу. Розрізняють три основні режими роботи підсилюючого каскаду— $A$ ,  $B$  і  $C$ . Розглянемо особливості режимів роботи підсилюючого каскаду при дії на вході змінного сигналу синусоїдальної форми.

В режимі підсилення  $A$  початкове положення робочої точки вибирають приблизно посередині відрізка динамічної характеристики, де зміні базового (вхідного) струму відповідає пропорційна зміна колекторного (вихідного) струму, а її переміщення, пов'язане з дією подвійної амплітуди вхідного сигналу  $2U_{Bm}$  ( $2I_{Bm}$ ), обмежується цим відрізком. На рис. 1.19 цей відрізок відмічений лінією  $CD$  на вихідній динамічній характеристиці і  $C'D'$  — на вхідній. Слід зазначити, що, залежно від нахилу динамічної характеристики, переміщення робочої точки в режимі підсилення  $A$  може проходити навіть в межах відрізка  $BF$  динамічної характеристики, що показує на не критичність амплітуди підсилюваного сигналу в цьому режимі. Так чи інакше напруга зміщення в колі бази  $|U_{0B}|$  більша за  $|U_{Bm}|$  вхідного сигналу, а струм спокою в колекторному колі  $I_{0C}$  перевищує амплітуду змінної складової колекторного струму  $I_{Cm}$ . Тому вихідний колекторний струм протікає за час всього періоду підсилюваного сигналу, що є характерною особливістю режиму підсилення  $A$ .

Оскільки робоча точка не виходить за межі лінійного відрізка вхідної динамічної характеристики, то лінійні спотворення, які вносяться підсилювачем, невеликі і тим менші, чим менша амплітуда вхідного сигналу. Але при цьому низький ККД підсилювача, оскільки корисна потужність  $P_{вих}$ , яка віддається в навантаження, задається змінною складовою колекторного струму з амплітудою  $I_{Cm}$ . При цьому  $I_{Cm}$  менший за постійну складову струму  $I_{0C}$ , яка обумовлює потужність  $P_{сп}$ , що споживається від джерела живлення. ККД підсилювачів в режимі  $A$ , які, як правило, використовуються як попередні підсилювачі або як малопотужні кінцеві каскади, не перевищує 20 %.

В режимі підсилення  $B$  початкове положення робочої точки на динамічній характеристиці вибирають при струмі колектора близькому до  $I_{C0}$  (рис. 4.5). Тому при наявності змінного вхідного сигналу змінна складова колекторного струму з амплітудою  $I_{Cm}$  протікає лише за половину періоду сигналу, а в другій половині періоду транзистор закритий, тобто працює з відсічкою струму. При цьому кут відсічки струму  $\theta$  приблизно дорівнює  $\pi/2$  електричних градусів.

Важливою особливістю режиму  $B$  є високий ККД підсилювача

(60 ... 70 %), оскільки постійна складова колекторного струму від джерела живлення при відсутності підсилюваного сигналу приблизно дорівнює нулю. Тому такий режим найкраще використовувати в каскадах підсилення великої потужності, коли вони працюють при великих рівнях підсилюваних сигналів, незважаючи на високий рівень нелінійних спотворень у підсилювачі. Внаслідок високої економічності підсилювачі в режимі *B* застосовують в переносних пристроях навіть при вихідній потужності в сотні міліват.

У деяких випадках використовують проміжний *режим підсилення АВ*, який характеризується кутом відсічки в 120 ... 130 ел. град., і меншими нелінійними спотвореннями, але виявляється економічнішим, ніж режим підсилення *A*.

Початкове зміщення і положення робочої точки в транзисторі, що працює в *режимі підсилення С*, відповідає режиму відсічки, а кут відсічки  $\theta < \pi/2$ . Цей режим найекономічніший (ККД 85 %), оскільки при відсутності підсилюваного сигналу транзистор практично не споживає енергії. Режим *C* використовують у підсилювачах-формувачах, які працюють при перевищенні вхідним сигналом деякого порогового значення, а також в автогенераторах.

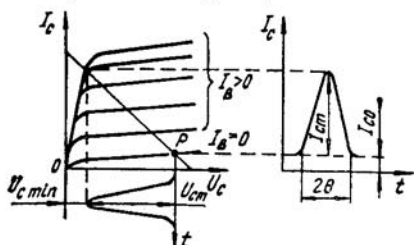


Рис. 4.5

#### 4.4. ЗВОРОТНИЙ ЗВ'ЯЗОК У ПІДСИЛЮВАЧАХ

Крім каналу прямого проходження сигналу (основне коло) підсилювальний каскад може мати кола, по яких частина енергії корисного сигналу передається з виходу каскаду на його вхід (рис. 4.6, а) або на вхід одного з попередніх каскадів у випадку багатокаскадного підсилювача (рис. 4.6, б).

При цьому в підсилювачі діє *зворотний зв'язок*. Кола, по яких подається сигнал зворотного зв'язку, називають *колами зворотного зв'язку*. Замкнутий контур, утворений під'єднанням до підсилювача кола зворотного зв'язку, називають *петлею зворотного зв'язку*. Розрізняють *однопетльові* (рис. 4.6, а) та *багатопетльові* (рис. 4.6, б) зворотні зв'язки. В останній схемі можна виділити загальну петлю зворотного зв'язку  $K_n - \beta_1$ , яка включає в себе весь підсилювач з коефіцієнтом підсилення  $K_n$ , і місцеву петлю зворотного зв'язку  $K_{n2} - \beta_2$ , яка охоплює окремий підсилювальний каскад.

Якщо напруга зворотного зв'язку  $\dot{U}_{зв}$  пропорційна напрузі на споживачі підсилювача, то маємо *зворотний зв'язок за напругою* (рис. 4.7, а), а у випадку пропорційності  $\dot{U}_{зв}$  струму  $I_{вих}$  — *зворотний зв'язок за струмом* (рис. 4.7, б). Крім того, можливий *змішаний зворотний зв'язок*.

За способом передавання енергії через коло зворотного зв'язку у вхідне коло підсилювача розрізняють *послідовний* зворотний зв'язок, коли напруга подається послідовно з напругою вхідного сигналу підсилювача (рис. 4.7, в), і *паралельний* (рис. 4.7, г).

Основним показником кола зворотного зв'язку за напругою є коефіцієнт передачі  $\beta$ . Він показує, яка частина напруги з виходу підсилювача передається на його вхід (рис. 4.8):

$$\beta = \dot{U}_{\text{зр}} / \dot{U}_{\text{вих}}. \quad (4.12)$$

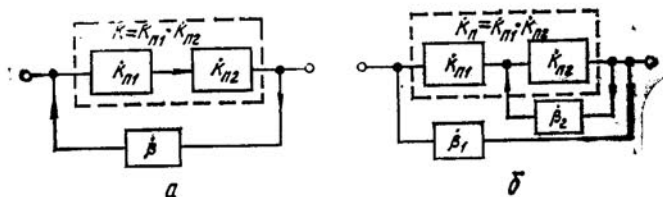


Рис. 4.6

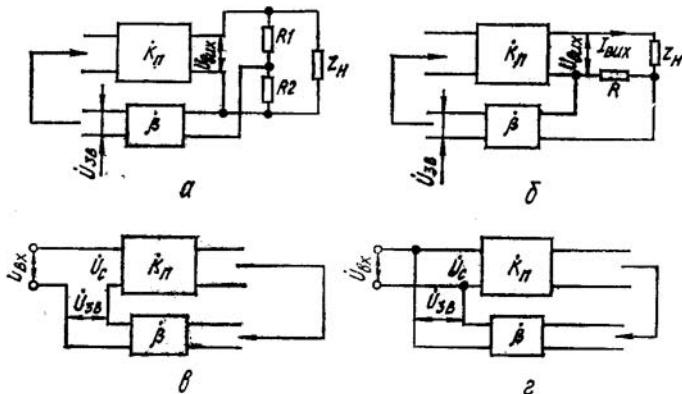


Рис. 4.7

Дія зворотного зв'язку проявляється в зміні величини вхідного сигналу підсилювача

$$\dot{U}_c = \dot{U}_{\text{вх}} + \dot{U}_{\text{зв}} = \dot{U}_{\text{вх}} + \beta \dot{U}_{\text{вих}}. \quad (4.13)$$

Якщо  $K_{\text{п}} = \frac{\dot{U}_{\text{вих}}}{\dot{U}_c}$  — коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку, а

$K_{\text{зв}} = \frac{\dot{U}_{\text{вих}}}{\dot{U}_{\text{вх}}}$  — коефіцієнт підсилення із зворотним зв'язком, то напруга



на виході схеми

$$\dot{U}_{\text{вих}} = \dot{K}_n \dot{U}_c = \dot{K}_n (\dot{U}_{\text{вх}} + \beta \dot{U}_{\text{вих}}). \quad (4.14)$$

Поділивши обидві частини рівняння (4.14) на  $\dot{U}_{\text{вх}}$ , одержимо:

$$\frac{\dot{U}_{\text{вих}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = K_n \left[ 1 + \beta \left( \frac{\dot{U}_{\text{вих}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} \right) \right],$$

або

$$\dot{K}_{\text{зв}} = \dot{K}_n (1 + \beta \dot{K}_{\text{пзв}}),$$

звідки

$$\dot{K}_{\text{зв}} = \frac{\dot{K}_n}{1 - \beta \dot{K}_{\text{п}}}, \quad (4.15)$$

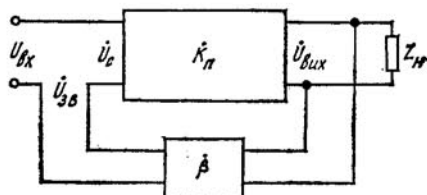


Рис. 4.8

де  $\beta \dot{K}_{\text{п}}$  — фактор зворотного зв'язку, який називається петльовим підсиленням і який задає характер зворотного зв'язку та значення коефіцієнта підсилення  $\dot{K}_{\text{зв}}$ ;  $1 - \beta \dot{K}_{\text{п}}$  — глибина зворотного зв'язку.

Оскільки в загальному випадку  $\dot{K}_{\text{п}} = K_{\text{п}} e^{j\varphi_{\text{к}}}$  і  $\beta = \beta e^{j\varphi_{\beta}}$ , де  $\varphi_{\text{к}}$  і  $\varphi_{\beta}$  — кути фазових зсувів сигналу, які вносяться відповідно підсилювачем та колом зворотного зв'язку, то

$$\dot{K}_{\text{зв}} = \frac{K_{\text{п}} \exp(j\varphi_{\text{к}})}{1 - \beta K \exp[j(\varphi_{\text{к}} + \varphi_{\beta})]}. \quad (4.16)$$

За умови  $\varphi_{\text{к}} + \varphi_{\beta} = \pi$ ,  $\beta \dot{K} = -\beta K$ , тобто коефіцієнт зворотного зв'язку — величина дійсна та від'ємна. В цьому випадку

$$K_{\text{зв}} = K_{\text{п}} / (1 + \beta K_{\text{п}}). \quad (4.17)$$

Таким чином, якщо сигнал зворотного зв'язку надходить на вхід підсилювача в протифазі з вхідним сигналом, то коефіцієнт підсилення зменшується в  $(1 + \beta K_{\text{п}})$  раз. Такий зворотний зв'язок називають негативним зворотним зв'язком. Незважаючи на зменшення підсилення, негативний зворотний зв'язок широко використовують, оскільки з його введенням значно покращується ряд параметрів підсилювача. Так, зменшення коефіцієнта підсилення супроводжується збільшенням стабільності підсилювача, що підвищує стійкість його роботи. Продиференціювавши рівняння (4.17) за  $K_{\text{п}}$ , одержимо

$$\frac{dK_{\text{зв}}}{dK_{\text{п}}} = \frac{1}{(1 + \beta K_{\text{п}})^2}. \quad (4.18)$$

Перегрупувавши в рівнянні (4.18) змінні і поділивши його на (4.17), одержимо

$$\frac{dK_{зв}}{K_{зв}} = \frac{1}{1 + \beta K_{п}} \cdot \frac{dK_{п}}{K_{п}}. \quad (4.19)$$

Відносна зміна коефіцієнта підсилення підсилювача із зворотним зв'язком зменшується в  $(1 + \beta K_{п})$  раз.

При  $\beta K_{п} \gg 1$  (глибокий зворотний зв'язок) рівність (4.17) набуває вигляду

$$K_{пзв} = \frac{1}{\beta}. \quad (4.20)$$

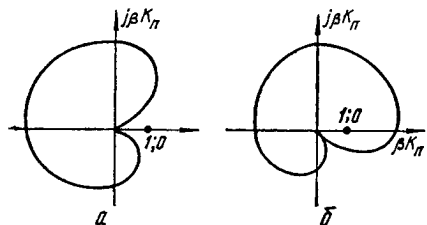


Рис. 4.9

Аналогічно можна показати, що при послідовному зворотному зв'язку за напругою в  $(1 + \beta K_{п})$  раз збільшується вхідний опір підсилювача і в стільки ж разів зменшується вихідний опір. При будь-якому виді негативного зворотного зв'язку в  $(1 + \beta K_{п})$  раз зменшуються частотні, фазові та нелінійні спотворення, а також напруги шумів.

Таким чином, вводячи негативний зворотний зв'язок і змінюючи його параметри, можна змінювати в потрібному напрямі вхідний та вихідний опори підсилювача, його частотні та фазові характеристики, тобто поліпшувати параметри підсилювача.

При  $\varphi_{к} + \varphi_{\beta} = 2\pi n$ , де  $n = 0, 1, 2, \dots$ , коли збігаються фази напруг  $\dot{U}_{вх}$  та  $\dot{U}_{зв}$ ,  $\beta K_{п} = \beta K_{п}$ . З рівняння (4.16) одержуємо

$$K_{зв} = \frac{K_{п}}{1 - \beta K_{п}}. \quad (4.21)$$

Зворотний зв'язок, при якому коефіцієнт підсилення підсилювача збільшується, називають позитивним зворотним зв'язком. Якщо  $1 > \beta K_{п} > 0$ , згідно з рівнянням (4.21),  $K_{зв} > K_{п}$ , але має скінченне значення. При  $\beta K_{п} \rightarrow 1$   $K_{зв} \rightarrow \infty$  і коливання на виході підсилювача будуть навіть при відсутності вхідного сигналу, розвиваючись від малих флюктуарних шумових сигналів. Підсилювач самозбуджується, перетворюючись у генератор електричних коливань. Для підсилювача такий режим роботи неприпустимий.

В багатокаскадних підсилювачах через загальні кола живлення, ємності монтажу, паразитні індуктивності можуть з'являтися внутрішні зворотні зв'язки, для яких на якій-небудь частоті виконується співвідношення (4.21). Це призводить до погіршення характеристик підсилювача і в деяких випадках — до його самозбудження. Подібні зворотні зв'язки називають паразитними. Використання коригуючих кіл,

розв'язуючих фільтрів і інших заходів дає змогу звести паразитні зворотні зв'язки до мінімуму. Для теоретичної та експериментальної оцінки стійкості підсилювача із зворотним зв'язком краще використовувати критерій стійкості Найквіста, суть якого така. Якщо точка з координатами  $(1,0)$  лежить за годографом вектора  $\beta K_n$  для діапазону частот від 0 до  $\infty$ , то підсилювач стійкий (рис. 4.9, а); якщо ж точка  $(1,0)$  лежить посередині вказаного годографа, підсилювач нестійкий — може самозбуджуватися (рис. 4.9, б).

При побудові годографа вектора  $\beta K_n$  обчислюють модуль і аргумент добутку  $\beta K_n$  для різних частот. При цьому модуль  $\beta K_n$  дорівнює добутку модуля коефіцієнта підсилення підсилювача  $K_n$  на модуль коефіцієнта передачі кола зворотного зв'язку  $\beta$ . Аргумент  $\varphi_{\beta K_n}$  знаходять додаванням кутів зсуву фаз  $\varphi_k$  і  $\varphi_{\beta}$ . Знайшовши для частоти  $\omega_1$  модуль  $\beta K_{n1}$  і аргумент  $\varphi_{\beta}$ , відкладають від початку координат вектор  $\beta K_{n1}$  під кутом  $\varphi_{\beta K_{n1}}$  до горизонтальної осі і відмічають кінець вектора точкою. Проробивши аналогічні операції для ряду інших частот, які лежать в основному за межами умовної смуги пропускання підсилювача, з'єднують відмічені точки лінією, яка є годографом вектора  $\beta K_n$ . Відзначимо, що для підсилювачів змінного струму вказаний годограф являє собою замкнену криву, яка проходить в початок координат при частотах  $\omega = 0$  і  $\omega = \infty$ .

## Розділ 5. БАЗОВІ ЕЛЕМЕНТИ ЛІНІЙНИХ ІНТЕГРАЛЬНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

### 5.1. ОСОБЛИВОСТІ АНАЛОГОВОЇ ІНТЕГРАЛЬНОЇ СХЕМОТЕХНІКИ

Аналогові інтегральні мікросхеми (ІМС) призначені для підсилення, обробки і перетворення електричних сигналів, параметри яких змінюються за законом неперервної функції. До таких аналогових ІМС належать операційні підсилювачі, інтегральні стабілізатори, компаратори та інші схеми, які складаються з базових схемотехнічних елементів, наприклад, елементарних підсилювальних каскадів, диференційних підсилювачів, каскадів зсуву потенціальних рівнів, генераторів стабільного струму, опорних елементів, кінцевих підсилювальних каскадів. Ці елементарні схеми широко використовують як при проектуванні відомих, так і при створенні нових лінійних ІМС. Аналогові ІМС універсальні і багатофункціональні. Ці якості закладають в мікросхеми при їх розробці. Багатофункціональні мік-

росхеми виготовляють в масовому виробництві. Вузькоспеціалізовані ІМС не користуються великим попитом, вони дороги. Аналоговим ІМС, особливо операційним підсилювачам, властива функціональна перенасиченість за більшістю параметрів. Це дозволяє проектувати прилади промислової електроніки на базі ІМС з високими технічними і експлуатаційними показниками.

При розробці напівпровідникових аналогових ІМС велика увага приділяється підвищенню технологічності мікросхем, тобто зменшенню кількості технологічних операцій. Це досягається використанням транзисторних структур не тільки як елементів підсилення, а також для виконання функцій пасивних елементів, наприклад, як резисторів, конденсаторів (див. розд. 2) і т. д. При цьому важливо, щоб у мікросхем була низька чутливість до розкиду параметрів, що збільшує процент виходу придатних ІМС.

Для аналогових мікросхем характерно використання зворотних зв'язків як з метою підвищення електричних характеристик, так і для розширення функціональних можливостей, наприклад, для вибіркового підсилення, корекції характеристик і т. п. Тому розробники радіоапаратури вводять зовнішні кола зворотних зв'язків. Необхідно відзначити, що в принципових схемах ІМС намагаються уникнути місцевих зворотних зв'язків. Наприклад, введення глибокого зворотного зв'язку для стабілізації режиму роботи підсилювальних каскадів за постійним струмом (режим спокою) приводить до помітного зменшення коефіцієнта підсилення (застосування блокуючих конденсаторів великої ємності — одиниці, десятки мікрофард — принципово неможливе). Тому найчастіше режим стабілізують параметричними способами: колами транзисторної структури в діодному вмиканні, диференційним ввімкненням транзисторів за постійним струмом спокою і т. д.

Зв'язок між окремими каскадами в схемі ІМС звичайно безпосередній. При цьому є проблема узгоджування як окремих каскадів у складі мікросхеми, так і окремих мікросхем між собою. Для такого узгодження необхідно, щоб потенціали вхідної і вихідної напруг були близькі до потенціалу загальної клема джерела живлення. Цього досягають, застосовуючи каскади зсуву потенціального рівня.

## **5.2. МЕТОДИ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ І СТАБІЛІЗАЦІЯ РЕЖИМУ РОБОТИ ТРАНЗИСТОРНОГО КАСКАДУ ПІДСИЛЕННЯ**

Початкове положення робочої точки на динамічній характеристиці підсилювального каскаду при відсутності вхідних сигналів зумовлюється сукупністю постійних складових струмів і напруг у вхідному ( $I_{0C}$ ,  $U_{0C}$ ) і вхідному ( $I_{0B}$ ,  $U_{0B}$ ) колах. Забезпечення робочого режиму транзистора тісно пов'язано зі стабілізацією режиму спокою підсилювального каскаду в цілому.

Нестабільність положення робочої точки інтегрального транзистора може бути спричинена нестабільністю напруги джерела живлення, старінням елементів ІМС, дрейфом параметрів мікросхеми. Однак найбільший вплив на зміщення робочої точки чинить температурна нестабільність параметрів елементів ІМС.

Під впливом зміни температури зміщуються статичні характеристики транзистора. З ростом температури змінюється колекторний (вихідний) струм  $I_C$ , приріст якого обумовлений, головним чином, підвищенням зворотного струму колекторного переходу  $I_{C_0}$  та коефіцієнта передачі за струмом транзистора  $h_{21B}$  ( $h_{21E}$ ). Крім того, теплове зміщення характеристик транзистора зумовлене зміною напруги  $U_{EB}$  на емітерному переході. Оскільки колекторний струм є функцією трьох змінних  $I_C = \Phi(I_{C_0}, h_{21E}, U_{EB})$ , то його приріст виразимо повним диференціалом

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial I_{C_0}} dI_{C_0} + \frac{\partial I_C}{\partial h_{21}} dh_{21} + \frac{\partial I_C}{\partial U_{EB}} dU_{EB}. \quad (5.1)$$

Частинні похідні в рівнянні (5.1)

$$S_{I_{C_0}} = \partial I_C / \partial I_{C_0}; \quad S_{h_{21}} = \frac{\partial I_C}{\partial h_{21}}; \quad S_{U_{EB}} = \frac{\partial I_C}{\partial U_{EB}}. \quad (5.2)$$

характеризують швидкість зростання  $I_C$  під дією дестабілізуючих факторів.

У гібридних ІМС, де є можливість використати резистори і конденсатори великих номіналів, режим спокою і його термостабілізація здійснюються за допомогою резистивних кіл зміщення й введення місцевих кіл негативного зворотного зв'язку. В напівпровідникових ІМС, де застосування резисторів з великим опором утруднене (планарні резистори займають велику площу), а застосування конденсаторів великих ємностей практично неможливе, використовують параметричні методи температурної стабілізації положення робочої точки. Оскільки в напівпровідникових ІМС застосовують кремнієві транзистори, то вплив зміни струму  $I_C$  на їх температурну стабільність не має вирішального значення і його не враховують.

Схема параметричної стабілізації режиму транзисторного каскаду VT2 за допомогою транзистора VT1 в діодному ввімкненні показана на рис. 5.1, а. Це одна з найпоширеніших базових схем інтегральної схемотехніки, відома під назвою генератора стабільного струму. Звичайно колектор транзистора VT2 вмикається в колі емітерів підсилювальних каскадів (наприклад, в колі емітерів диференційного підсилювача), забезпечуючи дані кола стабільним струмом  $I_C = I_0$ . Характеристики транзисторів VT1 і VT2 відрізняються лише в межах розкиду їх статичних параметрів.

Беручи до уваги, що в однотипних транзисторів температурна



переходу ( $\Delta I_{C1} \approx \Delta U_{BE1}/R$ ), яка для кремнієвих транзисторів становить  $1,7 - 2 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$ . Тому заданий режим роботи транзистора VT1 і його колекторний струм  $I_{C1}$  (а отже, струм  $I_{C2}$ ) можливо забезпечити і стабілізувати відповідним добором зовнішніх елементів: резистора  $R$  і напруги джерела живлення  $E$ :

$$R = \frac{\Delta E - (\Delta W - U_{E1}) \delta_T}{I_C [I_{C01}^* (1 + 1/h_{21E1}) / I_{C02}^* + 1/h_{21E2}] (\delta_R + \delta_C)} ; \quad (5.6)$$

$$E = \frac{\Delta E - (\Delta W - U_{E1}) \delta_T}{\delta_R + \delta_C} , \quad (5.7)$$

де  $\Delta W = 1,12 \text{ В}$  — ширина забороненої зони кремнію;  $\delta_T = \Delta T/T$ ,  $\delta_R = \Delta R/R$ ,  $\delta_C = \Delta I_{C2}/I_{C2}$  — відносна зміна температури, опору резистора  $R$  і колекторного струму транзистора VT2 відповідно. Розраховують елементи  $R$  і  $E$  за формулами (5.6) і (5.7) при заданих значеннях  $\delta_T$ ,  $\delta_R$ ,  $\delta_C$ ,  $\Delta E$ ,  $I_{C2}$ .

За схемою на рис. 5.1, а можливо стабілізувати режим диференційного підсилювача вмиканням колекторного кола транзистора VT2 в загальне емітерне коло диференційного каскаду. Крім стабілізації режиму, така схема дозволяє вагомо підвищити рівень подавлення синфазної завади, не знижуючи підсилення корисного вхідного сигналу. При цьому якість джерела стабільного струму тим вища, чим більший його вихідний опір.

Підвищити вихідний опір до опору колекторного переходу  $r_C$  можна введенням негативного зворотного зв'язку за струмом, вмикаючи в коло емітера транзистора VT2 резистор  $R_{E2}$  (рис. 5.1, б). Крім того, введення негативного зворотного зв'язку знижує чутливість джерела сигналу до змін напруги джерела живлення  $E$ . Для того, щоб транзистор VT2 не працював у режимі дуже малих струмів, в коло емітера транзистора VT1 вмикають резистор невеликого опору  $R_{E1}$ . При цьому потенціал бази транзистора VT2 підвищується, що забезпечує підвищення емітерного струму цього транзистора.

На рис. 5.2, а показана схема джерела стабільного струму (так звана «струмова двійка»), яка відрізняється від розглянутих раніше тим, що при такому ввімкненні транзистор VT2, що генерує струм  $I_0$  цього каскаду, навіть при низьких напругах живлення не входить у режим насичення. Тому можна використовувати низьковольтні джерела живлення ( $\pm 2 \dots 3 \text{ В}$ ).

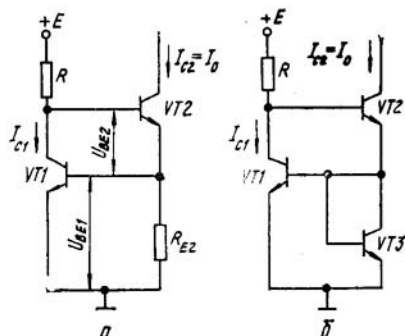


Рис. 5.2



Струм  $I_{C2} = I_0$  знаходять з рівняння

$$I_{C2} = U_{BE1}/R_{E2}. \quad (5.8)$$

При цьому резистор  $R_{E2}$  в колі емітера транзистора VT2 служить для передачі сигналу негативного зворотного зв'язку в базу транзистора VT1. Завдяки негативному зворотному зв'язку джерело струму має високий вихідний опір. Крім того, в такій схемі струм  $I_{C2} = I_0$  майже не залежить від напруги живлення, хоча змінюється при коливаннях температури. Щоб уникнути впливу температурних змін, як резистор  $R_{E2}$  негативного зворотного зв'язку за струмом використовують транзистор VT3 (рис. 5.2, б). Цей транзистор в діодному вмиканні задає режим роботи транзистора VT2, термостабілізуючи колекторний струм  $I_{C1}$ , що зумовлює високу термостабільність колекторного струму  $I_{C2} = I_0$ .

### 5.3. ЕЛЕМЕНТАРНІ КАСКАДИ ПІДСИЛЕННЯ

Елементарні підсилювальні каскади являють собою однокаскадні осередки. До таких каскадів на біполярних транзисторах відносять каскади із загальним емітером (ЗЕ), загальним колектором (ЗК) і загальною базою (ЗБ). Схеми ЗЕ забезпечують як підсилення напруги, так і підсилення струму. Каскад за схемою з ЗК (емітерний повторювач) повторює на виході вхідну напругу, але із-за підсилення струму забезпечує підсилення потужності. Схеми ЗБ повторює на виході струм, що надходить у вхідне коло каскаду (повторювач струму). Підсилення потужності в цьому каскаді забезпечується за рахунок підсилення напруги. Найбільше підсилення потужності має схема із ЗЕ.

Однокаскадні підсилювачі звичайно працюють в режимі малого сигналу. Тому для аналізу їх якостей і одержання динамічних параметрів — вхідного і вихідного опорів, коефіцієнтів підсилення за струмом і напругою — складають схему заміщення каскаду. При проведенні аналізу допускають, що на вхід каскаду подається стає синусоїдальне електричне коливання (для підсилювачів сигналів незмінної чи повільно змінної амплітуди) або миттєвий стрибок напруги (для підсилювачів імпульсних сигналів).

Крім біполярних транзисторів, в підсилювальних каскадах використовуються польові транзистори. По аналогії з каскадами на біполярних транзисторах елементарні каскади на польових транзисторах діляться на каскади із загальним витоком (ЗВ), загальним стоком (ЗС) та загальним затвором (ЗЗ).

Однокаскадний підсилювач за схемою ЗЕ (рис. 5.3, а). В цій схемі корисна вихідна потужність на опорі навантаження

$$R_n = R_C R_n / (R_C + R_n)$$

зумовлена складовою колекторного струму за рахунок корисного сигналу з амплітудою  $I_{cm}$  (або колекторної напруги з амплітудою  $U_{cm}$ ), майже повністю обумовлюється енергією джерела живлення  $E_C$ , а не енергією вхідного сигналу.

Проаналізуємо роботу підсилювального каскаду в області середніх частот. Для цього скористаємося еквівалентною схемою каскаду (рис. 5.3, б), одержаною із Т-подібної схеми заміщення транзистора.

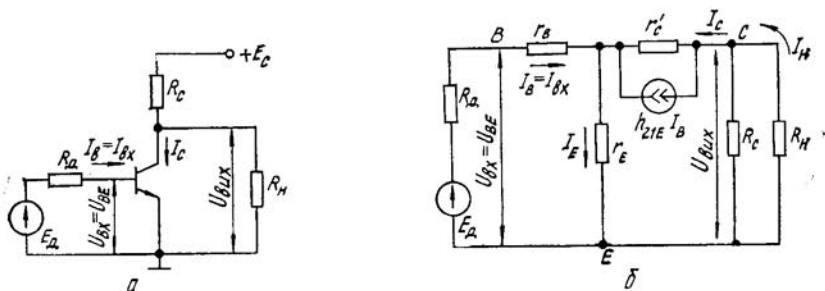


Рис. 5.3

Колекторний струм  $I_C$  можна знайти, якщо врахувати, що струм, який надходить від генератора  $h_{21E}I_B$ , розгалужується в паралельні вітки, опір яких  $r'_C$  і  $R_{CH} + r_E$ . Оскільки звичайно  $R_{CH} \gg r_E$ , то опором  $r_E$  можна знехтувати і для колекторного струму записати

$$I_C = h_{21E}I_B [r'_C / (r'_C + R_{CH})]. \quad (5.9)$$

Вхідний опір підсилювального каскаду визначається відношенням  $U_{BX}/I_{BX} = U_{BE}/I_B$ . Оскільки через опір бази протікає струм  $I_B$ , а через опір  $r_E$  — сума струмів  $I_B$  і  $I_C$ , то вхідний опір

$$R_{BX} = r_B + r_E [1 + h_{21E}r'_C / (r'_C + R_{CH})]. \quad (5.10)$$

Через те, що дуже часто  $r'_C \gg R_{CH}$ , вхідний опір підсилювального каскаду дорівнює вхідному опору транзистора, тобто

$$R_{BX} = h_{11E} = r_B + r_E (h_{21E} + 1). \quad (5.11)$$

Оскільки напруга на ділянці база-емітер залежить від теплового потенціалу  $\varphi_T$ , то

$$R_{BX} = h_{11E} = U_{BE}/I_B \approx \varphi_T/I_B = (h_{21E} + 1) \varphi_T/I_E. \quad (5.12)$$

В режимі малих (мікроамперних) струмів, який характерний для підсилювальних каскадів в інтегральному виконанні, вимірний вхідний опір виявляється в півтора-два рази більшим, ніж обчислений за формулою (5.12). Тому в останню формулу вводять множник  $m = 1 \dots 2$ , який враховує зменшення  $h_{21E}$  в режимі мікрострумів. При

цьому

$$R_{вх} = h_{11E} = (h_{21E} + 1) (m\varphi_T / I_E). \quad (5.13)$$

Скориставшись рівнянням (5.11), одержимо

$$R_{вх} = h_{11E}. \quad (5.14)$$

Якщо в коло емітера в схемі на рис. 5.3, *а* ввімкнути резистор  $R_E$ , то в еквівалентній схемі на рис. 5.3, *б* він буде ввімкнутий послідовно з опором емітерного переходу  $r_E$  і вхідний опір каскаду збільшиться згідно з (5.11):

$$R_{вх} = r_B + (r_E + R_E) (h_{21E} + 1). \quad (5.15)$$

Якщо, наприклад,  $r_B = 100$  Ом,  $r_E = 20$  Ом,  $R_E = 300$  Ом,  $h_{21E} = 100$ , то  $R_{вх}$ , обчислене за формулами (5.11) і (5.15), дорівнює відповідно 2120 і 32420 Ом. Таким чином, введення негативного зворотного зв'язку за змінним струмом призводить до помітного підвищення вхідного опору підсилювального каскаду.

Коефіцієнт підсилення напруги за (5.9) і (5.10) такий:

$$K_{пU} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{I_C R_{Сн}}{I_B R_{вх}} = \frac{h_{21E} R_{Сн} [r'_C / (r'_C + R_{Сн})]}{r_B + r_E [1 + h_{21E} r'_C / (r'_C + R_{Сн})]} \cdot (5.16)$$

В тих випадках, коли  $r'_C \gg R_{Сн}$ , враховуючи (5.12), одержимо

$$K_{пU} = h_{21E} R_{Сн} / [r_B + r_E (h_{21E} + 1)] \approx h_{21E} R_{Сн} / h_{11E} \approx h_{21E} R_{Сн} / [(h_{21E} + 1) \times \times (\varphi_T / I_E)] \approx R_{Сн} I_E / \varphi_T. \quad (5.17)$$

Коли вхідний опір підсилювального каскаду порівняний з опором джерела вхідного сигналу  $R_d$ , то вихідну напругу оцінюють не за відношенням  $U_{вих} / U_{вх}$ , а за  $U_{вих} / E_d$ . Оскільки в цьому випадку справедливі рівняння:

$$U_{вих} = I_C R_{Сн} = - [h_{21E} I_B r'_C / (r'_C + R_{Сн})] R_{Сн};$$

$$I_B = E_d / (R_d + R_{вх}),$$

то

$$K_{пU} = \frac{U_{вих}}{E_d} = - \frac{[h_{21E} r'_C / (r'_C + R_{Сн})] R_{Сн}}{R_d + R_{вх}}. \quad (5.18)$$

Коефіцієнт підсилення за струмом з урахуванням формули (5.9)

$$K_{пI} = I_C / I_B = h_{21E} r'_C / (r'_C + R_{Сн}). \quad (5.19)$$

Вихідний опір  $R_{вих}$  знаходять як звичайно при відімкненому навантаженні і нульовому вхідному сигналі, і, якщо врахувати, що  $r'_C \gg R_C$ , то

$$R_{вих} \approx R_C. \quad (5.20)$$

Однокаскадний підсилювач за схемою ЗБ (повторювач струму). Принципова схема підсилювального каскаду на біполярному транзисторі за схемою з ЗБ показана на рис. 5.4, а. Підсилення потужності за такою схемою менше порівняно зі схемою підсилювача із ЗЕ і гірше відношення  $R_{вх}/R_{вих}$  в порівнянні з підсилювальним каскадом за схемою ЗК, тому її використовують рідше в приладах промислової електроніки. Але транзистор за схемою ЗБ має високу лінійність колектор-

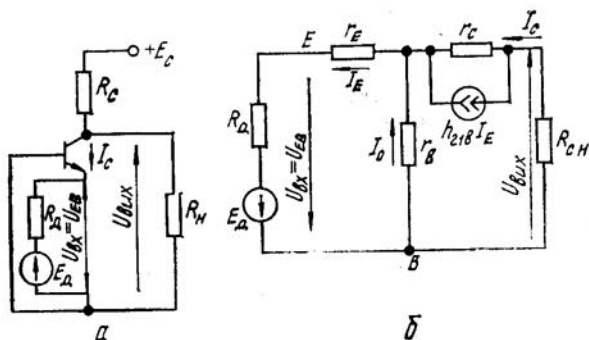


Рис. 5.4

ної характеристики, що обумовлює низький рівень нелінійних спотворень підсилюваного сигналу.

На відмінність від схеми із ЗЕ підсилювальний каскад за схемою ЗБ не інвертує фазу вхідного сигналу, оскільки дія, наприклад, позитивної півхвилі вхідного синусоїдального сигналу викликає зниження емітерного, а отже, колекторного струмів, що викликає приріст позитивного потенціалу на колекторі транзистора. Скориставшись Т-подібною еквівалентною схемою транзистора із ЗБ, складемо еквівалентну схему підсилювального каскаду (рис. 5.4, б). Оскільки каскад охоплений глибоким негативним зворотним зв'язком за струмом, то коефіцієнт передачі за струмом

$$K_{пI} = I_C/I_E = h_{21B}/(1 + R_{CH}/r_C) \quad (5.21)$$

менший за одиницю і при  $r_C \gg R_{CH}$  дорівнює  $h_{21B}$ . Отже, вихідний струм повторює вхідний, звідси і назва — повторювач струму.

Паралельний зворотний зв'язок приводить до збільшення споживання струму у вхідному колі, що знижує вхідний опір каскаду

$$R_{вх} = h_{21B} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \frac{I_E r_E + I_B r_B}{I_E} \approx \frac{I_E r_E + I_E (1 - h_{21B})}{I_E} \approx \approx r_E + r_B (-h_{21B}). \quad (5.22)$$

Низькоомний вхід знижує вплив паразитних ємностей у вхідному колі,

що зменшує спотворення, які вносить каскад, в області високих частот.

Коефіцієнт передачі за напругою з урахуванням рівняння (5.22)

$$K_{пU} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{I_C R_{CH}}{I_E R_{вх}} = \frac{h_{21B} R_{CH}}{r_E + r_B (1 - h_{21B})} = \frac{h_{21B} R_{CH}}{h_{11B}}. \quad (5.23)$$

Вихідний опір підсилювального каскаду за схемою ЗБ визначається рівнянням (5.20). Як самостійні каскади підсилення за схемою ЗБ практично не використовуються. Але вони широко застосовуються як складові частини підсилювальних секцій, наприклад, як ключ диференційного підсилювача і т. п.

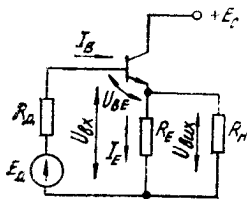


Рис. 5.5

**Однокаскадний підсилювач за схемою ЗК (повторювач напруги).** Принципова схема підсилювального каскаду за схемою ЗК показана на рис. 5.5. Навантаження в підсилювачі вмикається в емітерне коло транзистора. Така схема має підвищений вхідний опір і знижений вихідний опір, що дозволяє використовувати її для узгодження або розділення високоомного джерела вхідного сигналу і низькоомного навантаження.

Резистор  $R_E$  є опором навантаження, що визначає динамічний режим роботи транзистора. Зовнішнє навантаження під'єднується у вигляді опору  $R_H$ . Загальний опір навантаження за струмом корисного сигналу

$$R_{EH} = R_E R_H / (R_E + R_H). \quad (5.24)$$

Вхідна і вихідна напруги підсилювального каскаду за схемою ЗК при такому вмиканні навантаження збігаються за фазою, оскільки при надходженні вхідної напруги позитивної полярності базовий струм підвищується, зумовлюючи підвищення емітерного струму. Це призводить до підвищення спаду напруги на опорі  $R_{EH}$  і зростання позитивного потенціалу емітера, з якого знімається вихідний сигнал.

Зі схеми видно, що  $U_{вх} = U_{BE} + U_{вих}$ . Оскільки значення  $R_{EH}$ , на якому виділяється напруга  $U_{вих}$ , як правило, значно перевищує опір емітерного переходу, до якого прикладена напруга  $U_{BE}$ , то  $U_{вих} \gg U_{BE}$  і  $U_{вх} \approx U_{вих}$ . Зважаючи на те, що  $U_{вих} = U_{вх} - U_{BE}$ ,  $K_{пU} = U_{вих} / U_{вх}$  близький до одиниці, але менший за неї. Таким чином, підсилювальний каскад лише повторює вхідну напругу за рівнем напруги і фазою, звідки і назва — емітерний повторювач. Але така схема дає підсилення за струмом і потужністю.

Порівнюючи схеми на рис. 5.3, а і 5.5, можна зробити висновок, що емітерний повторювач подібний до підсилювального каскаду за схемою ЗЕ, у якого  $R_C = 0$ , з резистором  $R_E$  в емітерному колі.

В такому разі вся напруга вихідного сигналу на резисторі  $R_{Eн}$  послідовно вводиться у вхідне коло підсилювача. Але через те, що  $U_{вх}$  і  $U_{вих}$  синфазні, то  $U_{вих}$  віднімається від  $U_{вх}$ , знижуючи її. Тому в схемі існує 100 %-ний послідовний негативний зворотний зв'язок, що підвищує вхідний і зменшує вихідний опори емітерного повторювача.

Вхідний опір схеми із ЗК можна знайти з рівняння (5.15), замінивши  $R_E$  на  $R_{Eн}$ :

$$R_{вх} = r_B + (r_E + R_{Eн})(h_{21E} + 1), \quad (5.25)$$

який тим більший, чим більший  $R_{Eн}$  і  $h_{21E}$  транзистора. Вихідний опір емітерного повторювача

$$R_{вих} = r_E + (r_B + R_d)/(h_{21E} + 1) \quad (5.26)$$

залежить від опору джерела вихідного сигналу і тим менший, чим більший коефіцієнт передачі струму бази транзистора. Якщо, наприклад,  $r_E = 20$  Ом,  $r_B = 200$  Ом,  $R_d = 100$  Ом і  $h_{21E} = 100$ , то  $R_{вих} = 23$  Ом.

Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_{пU} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = \frac{(h_{21E} + 1) R_{Eн}}{r_B + (h_{21E} + 1) R_{Eн}} < 1. \quad (5.27)$$

Коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_{пI} = \frac{I_E}{I_B} = 1 + h_{21E} r'_e / (r'_e + R_{Eн}). \quad (5.28)$$

При виконанні нерівності  $r'_e \gg R_{Eн}$   $K_{пI} = (h_{21E} + 1) \gg 1$ .

Наявність в емітерному повторювачі негативного зворотного зв'язку підвищує стабільність його характеристик, тобто зменшує частотні, фазові і нелінійні спотворення. Ця схема має широкий динамічний діапазон, що дозволяє використовувати її як вихідний каскад аналогових ІМС для передачі сигналу великої амплітуди.

**Однокаскадні підсилювачі в інтегральному виконанні.** Технологічно такі підсилювачі виконують у вигляді монолітної схеми, яка містить всі необхідні елементи (транзистори, діоди, резистори та інше) в інтегральному виконанні і підсилює електричні сигнали без вмикання додаткових елементів. Інтегральна електроніка, використовуючи найновіші досягнення технології, дозволяє вагомо підвищити якість і надійність електронних підсилювачів, забезпечуючи їх так званою функціональною надлишковістю. Такі підсилювачі подібні до багатопільових пристроїв, оскільки, змінюючи в них комутацію зовнішніх виводів, а також способи під'єднання джерела сигналів і навантаження, можна одержати підсилювачі з різними характеристиками. В окремих випадках інтегральні підсилювачі доповнюють нависніми елементами.

Лінійні інтегральні підсилювачі можна поділити на три групи: одновходові, диференційні й операційні. Однокаскадні підсилювачі в інтегральному виконанні одновходові.

На рис. 5.6, *а* показана принципова схема, а на рис. 5.6, *б* — схема вмикання попереднього підсилювача низької частоти серії 119 (мікросхема 119 УН1), яка має такі параметри:  $E_C = 6,3 \text{ В}$ ;  $-E_K = -6,3 \text{ В}$ ;  $R_{вх} = 5 \text{ кОм}$ ;  $U_{вих} = 0,75 \text{ В}$  при  $K_f \leq 10 \%$ .

Однокаскадний підсилювач виконаний на біполярному транзисторі за схемою ЗЕ. Якщо вихідну підсилену напругу знімають з виводу 5,

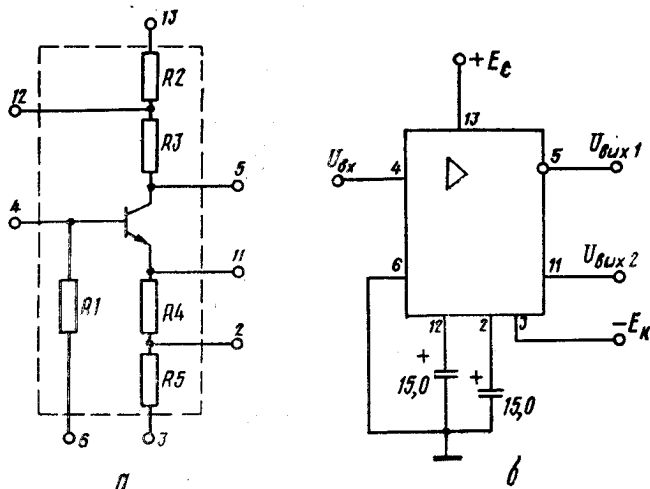


Рис. 5.6

то опором навантаження колекторного кола змінному струму є опір  $R3$ , тому що приєднаний до виводу 12 і корпусу навісний конденсатор ємністю  $15,0 \text{ мкФ}$  (рис. 5.6, *б*) шунтує за змінним струмом резистор  $R2$ . Останній виконує функцію термостабілізації робочої точки. З виводів 5 та 11 можна одночасно знімати два протифазні вихідні сигнали.

На рис. 5.7, *а* показана принципова схема простого емітерного повторювача в інтегральному виконанні серії 218 (мікросхема 218 УЕ2). Вивід 13 мікросхеми (на рис. 5.7, *а*) можна використати як вхідний, якщо необхідно розширити частотну характеристику емітерного повторювача аж до частоти  $\omega_n = 0$ .

**Однокаскадні підсилювачі на польових транзисторах.** Польовий транзистор можна вмикати в підсилювальну схему трьома різними способами: з загальним витоком (ЗВ), загальним стоком (ЗС) і загальним затвором (ЗЗ). Найчастіше використовують схему ЗВ, аналогічну схемі ЗЕ на біполярному транзисторі.



На рис. 5.8, а показана схема підсилювального каскаду на польовому транзисторі з ізольованим затвором МДН-типу. Динамічний режим роботи польового транзистора забезпечується резистором в колі стока  $R_D$ , з якого знімається корисний вихідний сигнал при наявності вхідного підсилювального сигналу. Як правило,  $R_D \ll R_G \approx R_{вх}$ , де  $R_G = R_1 \parallel R_2$ . Тому, якщо навантаженням підсилювального каскаду на польовому транзисторі є вхідний опір аналогічного каскаду підсилення, то опори навантаження підсилювача постійній і змінній складовим струму стоку приблизно рівні:

$$R_{D_0} = R_{D_{\sim}} = R_D R_n / (R_D + R_n). \quad (5.29)$$

Автоматичне зміщення в підсилювальних каскадах на польових МДН-транзисторах, у яких полярність напруги на стокі і затворі однакова, здійснюється, як і в каскадах на біполярних транзисторах. При цьому напруга зміщення на затвір для забезпечення режиму спокою подається від джерела стокового живлення  $E_D$  через резистивний подільник  $R_1, R_2$ , який повинен бути високоомним, щоб суттєво не знижувати вхідний опір підсилювального каскаду.

Для аналізу складемо еквівалентну схему підсилювального каскаду в області середніх частот (рис. 5.8, б) з врахуванням опору навантаження струму стоку  $R_D$ , але без опору  $R_G$ , який впливає тільки на вхідний опір підсилювача. Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_{пU} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = - \frac{S U_{зх}}{U_{вх}} \cdot \frac{R_i R_D}{R_i + R_D}, \quad (5.30)$$

де  $S$  — крутість характеристики польового МДН-транзистора;  $R_D$  знаходять за формулою (5.29). Як правило,  $R_i \gg R_D$ , тому вираз (5.30) спрощується

$$K_{пU} = - S R_D. \quad (5.31)$$

Знак мінус у виразі (5.31) показує, що підсилювальний каскад з 3В міняє фазу підсилюваного сигналу на 180 ел. град.

У пристроях промислової електроніки застосовують підсилювальні каскади за схемою вмикання польового транзистора із ЗС. В такому каскаді із затвором у вигляді  $p-n$ -переходу (рис. 5.9) навантажувальний резистор  $R_{в}$  ввімкнений у коло витоку, напруга підсилюваного сигналу з цього кола підводиться до зовнішнього навантаження.

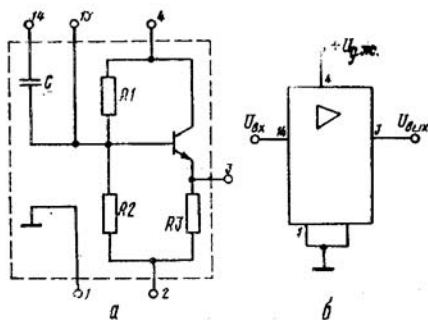


Рис. 5.7

За своїми якостями підсилювальний каскад за схемою ЗС аналогічний емітерному повторювачу. Він має великий вхідний і малий вихідний опори, його коефіцієнт підсилення за напругою близький до одиниці, а вхідна і вихідна напруги підсилюваного сигналу збігаються за фазою. Тому такий каскад називають витоковим повторювачем.

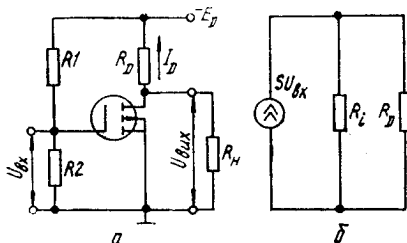


Рис. 5.8

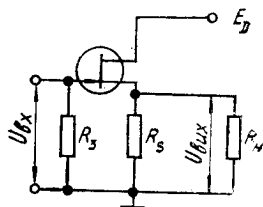


Рис. 5.9

Підсилювальні каскади на польових транзисторах, завдяки їх великому вхідному опору (декілька мегаом), широко застосовують як вхідні каскади різних електронних пристроїв, в тому числі як підсилювачі в інтегральному виконанні.

#### 5.4. СКЛАДЕНИЙ ТРАНЗИСТОР

Складений транзистор широко використовується в диференційних каскадах, які є основою операційних підсилювачів. Він складається з комбінації двох транзисторів, з'єднаних відповідним чином (схема Дарлінгтона). Ця схема (рис. 5.10, а) має два транзистори, з'єднані колектори яких являють собою загальний колектор складеного транзистора, а до бази транзистора VT2 під'єднаний емітер транзистора VT1. При цьому база транзистора VT1 і емітер транзистора VT2 являють собою відповідно загальну базу і загальний емітер складеного транзистора.

На практиці такий складений транзистор створюють у процесі монтажу зовнішніх виводів двох дискретних транзисторів. При виробництві аналогових ІМС складений транзистор створюють в одній пластині напівпровідника з внутрішніми з'єднаннями в необхідних точках.

Особливістю складеного транзистора є високий коефіцієнт передачі струму бази  $h_{21EC}$ . Оскільки

$$dI_{C1} = h_{21E1} dI_{B1}$$

і

$$dI_{C2} = h_{21E2} dI_{B2} = h_{21E2} dI_{E1} = h_{21E2} (h_{21E1} + 1) dI_{B1},$$

то

$$dI_C = dI_{C1} + dI_{C2} = h_{21E1} dI_{B1} + h_{21E2} (h_{21E1} + 1) dI_{B1}.$$

Приймаючи до уваги, що  $dI_{B1} = dI_B$ , запишемо коефіцієнт передачі струму бази складеного транзистора

$$h_{21Ec} = dI_C/dI_B = h_{21E1} + h_{21E2} + h_{21E1} \cdot h_{21E2} = (h_{21E1} + 1)(h_{21E2} + 1) - 1. \quad (5.32)$$

Оскільки звичайно виконуються нерівності  $h_{21E1} \gg 1$  і  $h_{21E2} \gg 1$ , то

$$h_{21Ec} \approx h_{21E1} \cdot h_{21E2}. \quad (5.33)$$

У формулах (5.32) і (5.33) індекс «1» стосується параметрів транзистора VT1, а індекс «2» — транзистора VT2

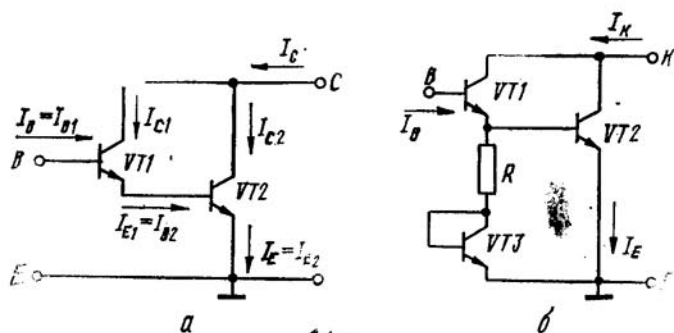


Рис. 5.10

Коефіцієнт підсилення за струмом складеного транзистора найповніше можна визначити за формулою (5.33), якщо номінальний вхідний струм транзистора VT2 дорівнює номінальному вихідному струму транзистора VT1, тобто  $I_{B2} = I_{C1} \approx I_{E1}$ . Тому транзистор VT2 необхідно вибрати потужнішим (з більшою площею колектора).

Можна використовувати в складеному транзисторі однотипні транзистори VT1 і VT2 (рис. 5.10, б) одного рівня потужності. Для зменшення постійної складової струму бази транзистора VT2 застосовують струмовідвідну ланку з низькоомного резистора R і транзистора VT3. Останній працює в активному режимі, запобігаючи шунтуванню резистором R змінних складових сигналів в базі транзистора VT2, що забезпечує високий  $h_{21Ec}$ . Крім того, транзистор в діодному ввімкненні має високу термостабільність режиму складеного транзистора за постійним струмом.

## 5.5. ДИФЕРЕНЦІЙНІ КАСКАДИ ПІДСИЛЕННЯ

Диференційні каскади відносять до балансних (мостових) схем підсилювачів постійного струму. Їх застосовують для зниження дрейфу нуля, що викликається зміною напруги живлення і температури нав-

колишнього середовища. Диференційні каскади мають два входи і два виходи, що дозволяє проектувати інвертуючі і неінвертуючі підсилювачі і досить просто узгоджувати кола зворотних зв'язків. В диференційних каскадах легко виконати зміщення рівня вихідного потенціалу, тому можна будувати багатокаскадні підсилювачі без застосування розділяючих реактивних елементів (конденсаторів, трансформаторів). Отже, структура диференційного підсилювача узгоджена з принципами інтегральної технології, при якій можливе виготовлення пари

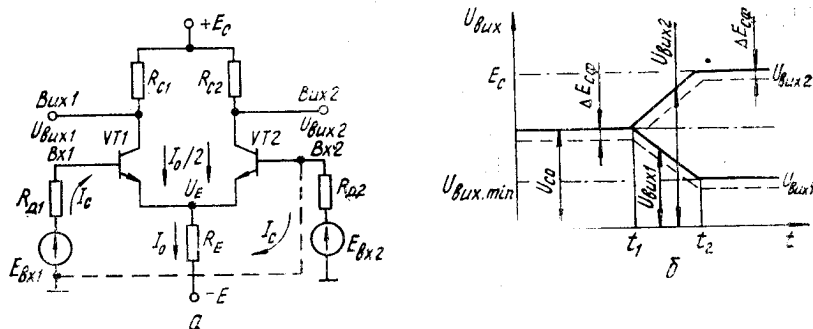


Рис. 5.11

транзисторів з майже ідентичними параметрами. При цій умові диференційні каскади мають майже ідеальні характеристики.

Диференційний підсилювач (ДП) — це балансний підсилювач постійного струму з джерелом стабільного струму в колі емітера. Значення цього струму обчислюють за параметрами додаткового джерела живлення і резистором в емітерному колі. На рис. 5.11, а показана схема ДП, яка складається з двох транзисторів і трьох резисторів. В окремих випадках напруга вхідного сигналу може бути подана лише на один вхід ( $E_{bx1} = 0$  або  $E_{bx2} = 0$ ). Напруга вихідного сигналу знімається або між колекторами транзисторів (симетричний вихід), або з колектора одного з транзисторів відносно заземленого провідника (несиметричний вихід).

Опір резистора  $R_E$  повинен значно перевищувати внутрішній опір підсилювача з боку його виходу, щоб значення стабільного струму  $I_0 = (E - U_{BE})/R_E$  не залежало від напруги на вході ДП і було сталим навіть при наявності короткого замикання в колі навантаження джерела цього струму. Необхідно також вживати заходи для забезпечення високої стабільності струму  $I_0$  під впливом температури, оскільки параметри ДП вельми залежать від цього струму.

Важлива особливість ДП — високе підсилення різниці вхідних сигналів  $E_{bx1} - E_{bx2}$  (коли вхідні сигнали змінного струму протифазні або різнополярні для сигналів постійного струму) і значне ослаб-

лення сумарного вхідного сигналу  $E_{вх1} + E_{вх2}$ . Це найчастіше сигнал завади, зумовлений напругою дрейфу нуля підсилювача.

При симетричних плечах схеми (транзистори ідентичні, а  $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ ) і відсутності вхідних сигналів ДП збалансований, і напруга між колекторами (на виході) дорівнює нулю. Оскільки струм ділиться між плечами порівну, то потенціали колекторів обох транзисторів однакові і дорівнюють  $U_{C0} = U_{вх1} = U_{вх2} = E_C - I_0 R_C / 2$  (рис. 5.11, б).

Якщо в момент часу  $t_1$  на вхід транзистора VT1 надійшов позитивний сигнал при  $E_{вх2} = 0$ , то на виході лівого плеча схеми, що є підсилювальним каскадом з ЗЕ, з'явиться підсилений сигнал  $U_{вх1}$  протилежної полярності (інвертований сигнал, як в схемі із ЗЕ). Одночасно на емітерному резисторі

$$R_E = R_E h_{11B2} / (R_E + h_{11B2}), \quad (5.34)$$

де  $h_{11B2}$  — вхідний опір транзистора VT2 на емітерному вході, з'явиться позитивний імпульс  $U_E$ , що дорівнює за амплітудою вхідному імпульсу  $E_{вх} > 0$ . Цей імпульс надходить на емітер транзистора VT2, викликаючи появу на колекторі підсиленого імпульсу також позитивної полярності (зміщення по фазі відсутнє, як в схемі із ЗБ) з амплітудою  $U_{вх2} \approx U_{вх1}$ . Значить, вихідний сигнал з напругою  $U_{вх}^2$  неінвертований по відношенню до вхідного сигналу.

Із збільшенням амплітуди вхідного сигналу  $E_{вх1}$  струм транзистора VT1 збільшується, а напруга на його колекторі знижується і, навпаки, струм транзистора VT2 зменшується, що супроводжується зростанням напруги  $U_{вх2}$  (ділянка  $t_1 - t_2$  на рис. 5.11, б). В момент часу  $t_2$  струм транзистора VT1 досягає максимального значення  $I_0$ , а струм транзистора VT2 дорівнює нулю. При цьому різниця вихідних сигналів  $U_{вх2} - U_{вх1} = I_0 R_C$ . Описаний процес можливий, якщо між входами прикладено різницю (різнополярний) вхідних сигналів, яка називається диференційним сигналом.

При надходженні на вхід ДП синфазного вхідного сигналу  $E_{сф} = E_{вх1} + E_{вх2}$  (обидва входи ДП з'єднані) і у випадку ідеального джерела струму ( $R_E \rightarrow \infty$ ) сигнал на виході ДП відсутній. Оскільки в реальних ДП резистор  $R_E$  має скінченний опір, то під дією синфазного сигналу на виході підсилювача з'явиться невелика напруга розбалансування  $\Delta E_{сф}$ , яка додається до корисного сигналу, зумовлюючи сигнал помилки. Тому ДП тим якісніший, чим меншу різницю вхідних сигналів він може розрізнити на фоні великого синфазного сигналу, як правило, створеного дією дестабілізуючих факторів.

Щоб знайти вхідний диференційний опір  $R_{вхд}$  між входами  $Вх1$  і  $Вх2$ , прийемо умови: різниця сигналів визначається джерелом  $E_{вх1}$  ( $E_{вх2} = 0$ ), а  $R_{д1} = R_{д2} = 0$ . В цьому разі струм підсилюваного сигналу  $I_C$  втікає в базу транзистора VT1 і витікає з бази транзистора VT2, замикаючись по колу, показаному на рис. 5.11, а штри-

ховою лінією. Тому для знаходження  $R_{вх\ д}$  можна скористатись формулою (5.15) для транзистора VT1 за схемою ЗЕ, замінивши в ній  $R_E$  на  $R'_E$ , який визначається виразом (5.34). Враховуючи також, що  $R_E \gg h_{11B2}$  (струм підсилюваного сигналу в коло з  $R_E$  не надходить) і

$$h_{11B2} = r_{E2} + r_{B2}(1 - h_{21B2}) = [r_{B2} + r_{E2}(h_{21E2} + 1)]/(h_{21E2} + 1) = h_{11E2}/(h_{21E2} + 1)$$

(див. формулу (5.22) для  $R_{вх\ д}$  з урахуванням ідентичності параметрів транзисторів VT1 і VT2 ( $r_{B1} = r_{B2} = r_B$ ;  $r_{E1} = r_{E2} = r_E$ ;  $h_{21E1} = h_{21E2} = h_{21E}$ ;  $h_{11E1} = h_{11E2} = h_{11E}$ ), одержуємо

$$R_{вх\ д} \approx 2h_{11E}, \quad (5.35)$$

або, беручи до уваги рівняння (5.13),

$$R_{вх\ д} = 2\varphi_T/I_B = 2\varphi_T(h_{21E} + 1)/I_E = 4\varphi_T(h_{21E} + 1)/I_0. \quad (5.36)$$

Інвертуючий коефіцієнт підсилення від входу Вх1 до Вих1 плеча ДП на транзисторі VT1, який з урахуванням, що  $R_{Cн} = R_C$ , знаходять, як і для схеми ЗЕ, з виразу (5.18)

$$K_{пU_{інв}} = U_{вих1}/E_{вх1} \approx h_{21E1}R_C/2h_{11E1}, \quad (5.37)$$

або з урахуванням ідентичності параметрів транзисторів

$$K_{пU_{інв}} = h_{21E}R_C/2h_{11E}. \quad (5.38)$$

Неінвертуючий коефіцієнт підсилення ДП від Вх1 до Вх2 визначається так:

$$K_{пU_{неінв}} = (U_E/E_{вх1})(U_{вих2}/U_E) = K_{пUZE} \cdot K_{пUЗБ}, \quad (5.39)$$

де  $K_{пUZE}$  — коефіцієнт підсилення плеча ДП на транзисторі VT1 по емітерному виходу, який визначається рівнянням (5.27) з урахуванням, що  $R_{Eн}$  замінюється на  $R_E$ ;  $K_{пUЗБ}$  — коефіцієнт підсилення плеча ДП на транзисторі VT2, вхідний сигнал на який надходить у коло емітера. Тому  $K_{пUЗБ}$  визначається рівнянням (5.23), враховуючи, що

$$K_{пUЗБ} = \frac{h_{21B2}R_{C2}}{h_{11B2}} = \frac{h_{21E1}R_{C2}}{h_{11E2}}. \quad (5.40)$$

Прийmemo  $h_{21E1} = h_{21E2} = h_{21E} \gg 1$  і  $h_{11E2} = h_{11E1} = h_{11E}$ , після алгебраїчних перетворень одержуємо

$$K_{пU_{неінв}} = h_{21E}R_C/[h_{11E}(h_{11E}/h_{21E}R_E + 2)]. \quad (5.41)$$

Повний диференційний коефіцієнт підсилення при надходженні на вхід ДП різниці сигналів  $E_{вх1} = -E_{вх2} = E_{вх}$

$$K_{пU_d} = (U_{вих2} - U_{вих1})/E_{вх} = K_{пU_{інв}} + K_{пU_{неінв}}. \quad (5.42)$$

Після підстановки і алгебраїчних перетворень (див. формулу (5.18)) одержимо

$$K_{пУд} \approx h_{21E} R_c / h_{11E} = R_c I_E / \varphi_T = R_c I_0 / 2 \varphi_T. \quad (5.43)$$

Як впливає з рівняння (5.43), диференційний коефіцієнт підсилення майже не залежить від  $R_E$ . Для врахування впливу внутрішнього опору джерела вхідного сигналу  $R_d$  в рівнянні (5.43)  $h_{11E}$  необхідно замінити на  $h_{11E} + R_d$ . Характерно, що  $K_{пУд}$  прямо пропорційний струму  $I_0$  і обернено пропорційний температурі.

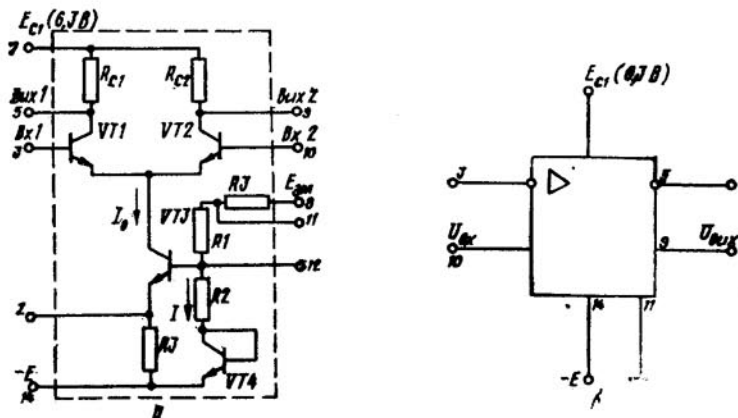


Рис. 5.12

Якщо фази вхідних сигналів  $E_{вх1} = E_{вх2} = E_{сф}$  збігаються, то кожний вихід схеми можна одночасно вважати як інвертуючим, так і неінвертуючим. Тому, взявши відношення приросту вихідної синфазної напруги на будь-якому виході схеми  $\Delta U_{вих сф}$  до  $E_{сф}$ , одержимо коефіцієнт передачі синфазної напруги, що характеризує ступінь ослаблення синфазного сигналу

$$K_{пУсф} = \Delta U_{вих.сф} / E_{сф} = K_{пУнеінв} - K_{пУінв}. \quad (5.44)$$

Підставляючи в останнє рівняння значення  $K_{пУінв}$  і  $K_{пУнеінв}$  з рівнянь (5.38) і (5.41), одержуємо

$$K_{пУсф} \approx -h_{21E} R_c / (h_{11E} + 2h_{21E} R_E). \quad (5.45)$$

Відношення

$$K_{ос.сф} = K_{пУд} / K_{пУсф} = (h_{11E} + 2h_{21E} R_E) / h_{11E} \quad (5.46)$$

характеризує можливість ДП виділяти корисний сигнал на фоні завади. У межах можливого  $K_{ос.сф}$  може досягати значення  $2h_{21E} R_E / h_{11E}$ , що свідчить про важливість вибору великих номіналів  $R_E$  з метою подавлення синфазного сигналу.



ДП на дискретних елементах може мати джерело стабільного струму  $I_0$ , якщо застосувати дискретний резистор  $R_E$  (рис. 5.11, а). У випадку інтегрального ДП виготовлення резистора великого номіналу пов'язане із значними затратами площі підкладки інтегральної мікросхеми і вагомим підвищенням розсіюваної потужності на резисторі. Тому як джерело стабільного струму використовують транзисторний каскад за схемою ЗЕ, що має значний опір для змінної складової струму.

Схема ДП, що використовується при конструюванні напівпровідникових ІМС К118УД1А, показана на рис. 5.12, а. Верхня частина схеми аналогічна схемі на рис. 5.11, а, і для аналізу до неї можна застосувати формули, приведені вище. Як джерело стабільного струму  $I_0$  використано транзистор VT3 в загальному колі емітерів транзисторів VT1 і VT2. Резистори  $R_1$ — $R_3$  забезпечують необхідний режим роботи транзистора VT3. Транзистор VT4 в діодному ввімкненні використовується для компенсації температурних коливань напруги  $U_{BE}$  транзистора VT3 (див. рис. 5.1). Вихідний опір складовий струму підсилюваного сигналу в каскаді на транзисторі VT3 за схемою ЗЕ може досягати декількох сотень кілоом, що дозволяє знизити рівень синфазних помилок до 60 дБ на каскад.

Струм  $I_0$  знаходять із рівняння

$$I_0 R_3 + U_{BEVT3} = I R_2 + U_{BEVT4}. \quad (5.47)$$

Оскільки напруга на ділянці база — емітер залежить від теплового потенціалу  $\varphi_T$ ,

$$I_0 = [I R_2 + \varphi_T \ln(I/I_0)]/R_3. \quad (5.48)$$

Якщо струм  $I$  з допомогою подільника зміщення  $R_1$ ,  $R_2$  заданий постійним, то, змінюючи опір резистора  $R_3$ , можна змінювати значення струму  $I_0$  в широких межах.

Диференційні каскади з підвищенням вхідним опором. Збільшення диференційного вхідного опору ДП значно підвищує його функціональні можливості. Для збільшення вхідного опору ДП без втрати підсилення широко використовують складені транзистори (див. п. 5.4). На рис. 5.13, а показана схема ДП в інтегральному виконанні (мікросхема 177УД1Б, в якій плечі мають складові транзистори VT1—VT4).

Вхідний диференційний опір ДП на складених транзисторах можна знайти з рівняння (5.36), якщо в ньому коефіцієнт передачі струму бази одиночного транзистора замінити тим же параметром складеного транзистора. Вводячи множник  $m = 1 \dots 2$ , яким враховують зменшення опору в режимі мікрострумів, знайдемо вхідний опір

$$R_{вх.д.с} \approx 4m\varphi_T h_{21E1} h_{21F2}/I_0 = 4m\varphi_T h_{21Ec}/I_0. \quad (5.49)$$

Наприклад, вхідний опір мікросхеми 177УД1Б  $R_{вх.д.с} = 500$  кОм, що на два порядки вищий за опір мікросхеми К118УД1Б (рис. 5.12, а) на одиночних транзисторах, для якої  $R_{вх.д} = 6$  кОм.

Диференційний коефіцієнт підсилення

$$K_{\text{пУд}} = h_{21\text{Ес}} R_{\text{с}} / (R_{\text{вх.д.}} / 2) = R_{\text{с}} I_0 / 2 m \varphi_7 \quad (5.50)$$

залежить тільки від опору навантаження  $R_{\text{с}}$ , абсолютного значення струму  $I_0$  і температури.

**Диференційні каскади з підвищеним коефіцієнтом підсилення.** Головний недолік простих диференційних каскадів з резисторами в колекторних колах—відносно низьке значення диференційного коефіцієнта підсилення при малому струмі  $I_0$  згідно з формулами (5.43)

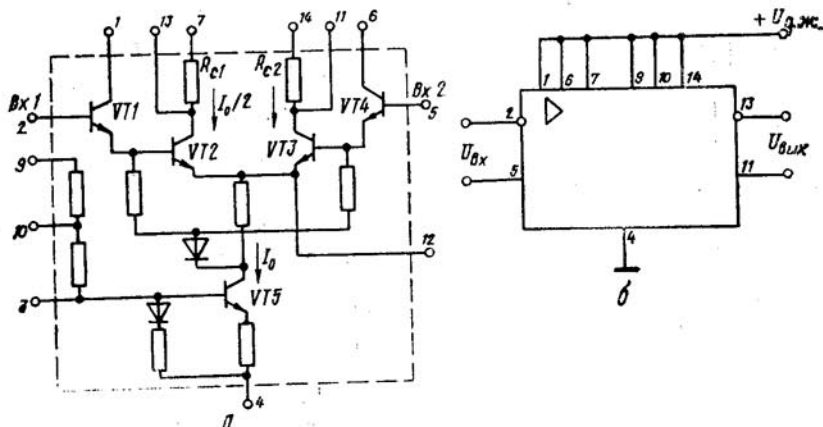


Рис. 5.13

і (5.50). Цей недолік особливо відчутний в ДП, що використовуються як входні каскади лінійних інтегральних підсилювачів, оскільки не дозволяє реалізувати велике відношення сигнал/помилка, зумовлене напругою дрейфу нуля чи власними шумами транзистора. Виготовлення резисторних доріжок великого опору (більше 50 кОм) в складі ІМС недоцільне, оскільки вони займають на підкладці велику площу.

В наш час диференційні каскади напівпровідникових ІМС частіше виконують з динамічними навантаженнями. В таких схемах колекторними або емітерними навантаженнями є транзистори, внутрішній опір яких дуже великий. Площа, яку займають планарні транзистори в складі інтегральної схеми, в 40—50 разів менша за площу резисторних доріжок з тими самими значеннями номіналів.

Схема ДП з динамічним навантаженням на транзисторах різної провідності ( $p-n-p$ - і  $n-p-n$ -типу) показана на рис. 5.14, а. В цій схемі підсилювальними є транзистори VT2 і VT5 за схемою ЗЕ, де навантаження — колекторні кола транзисторів VT1 і VT4. Як і в простих ДП, джерело стабільного струму  $I_0$  виконане на транзисторі VT3. Навантажувальні транзистори  $n-p-n$ -типу мають вихідний опір більший, ніж транзистори  $p-n-p$ -типу.

Незважаючи на те, що в точці  $p$  вихідний опір дещо зменшений через ввімкнені паралельно два входні опори  $h_{11E}$  транзисторів VT1, VT4 і  $R_{вих\ n-p-n}$ , принцип балансного вмикання підсилювальних транзисторів і динамічних навантажень у цій схемі зберігається при високій симетрії плеч. Оскільки вихідний опір транзисторів VT1 і VT4 з боку колекторних кіл великий (досягає сотень кілоом), то загальне під-

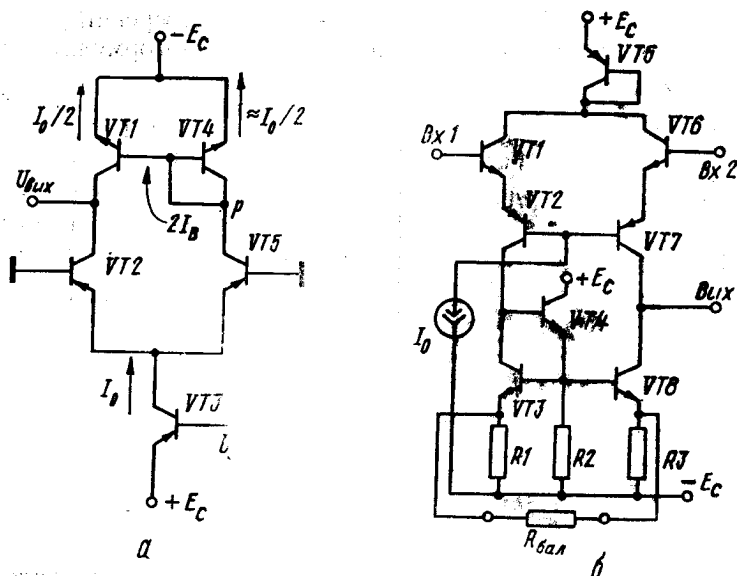


Рис. 5.14

силення складного диференційного каскаду становить 300 ... 1000 на один каскад.

Однією з особливостей ДП з динамічним навантаженням є можливість одержання одиночного виходу з максимальною амплітудою вихідного струму  $I_0$ . Якщо, наприклад, струм транзистора VT2 дорівнює нулю, а струм транзистора VT5 досяг максимального значення  $I_0$ , то цей же струм потече і через транзистор VT4. Оскільки транзистори VT1 і VT4 ввімкнені за схемою «струмового дзеркала», то в колекторне коло транзистора VT1 і навантаження також надійде струм  $I_0$ .

Приймаючи до уваги, що навантаження є вихідні опори навантажувальних транзисторів, параметри складного ДП розраховують за формулами (5.35)—(5.46). Недоліком ДП на рис. 5.14, а є порівняно низький вхідний опір (одиниці кілоом).

На рис. 5.14, б показана схема диференційного каскаду із складним вмиканням транзисторів за схемою ЗК—ЗБ—ЗЕ. Вхідні емітерні повторювачі на  $n-p-n$ -транзисторах VT1 і VT6 працюють в режимі мік-

роамперних струмів, забезпечуючи дуже великий вхідний опір і малу вхідну ємність. Вихідні опори емітерних повторювачів практично дорівнюють опорам емітерних переходів  $r_E = \varphi_T / I_E$ . Це опори джерел сигналів для підсилювальних каскадів на транзисторах  $p-n-p$ -типу VT2 і VT7, увімкнених за схемою ЗБ. При ідентичності параметрів цих транзисторів і з урахуванням того, що струми їх баз фіксуються джерелом стабільного струму  $I_0$ , потенціал баз на високій частоті дорівнює нулю. Таким чином, заземлення баз виконуються без шунтуючих конденсаторів.

Опори навантаження каскадів за схемою ЗБ — це колекторні кола джерел стабільного струму на транзисторах VT3 і VT8 за схемою ЗЕ, внутрішній опір яких дорівнює  $1/h_{22E}$ , тобто дуже великий, що зумовлює високе підсилення схеми (декілька сотень). Для підвищення внутрішнього опору джерел стабільного струму вмикають резистори  $R1$ ,  $R3$ , які також використовують для балансування ДП.

На відміну від схеми на рис. 5.14, *а* в розглянутому ДП схема переходу до одиночного виходу має додатковий транзистор VT4. Цей транзистор забезпечує менше відгалуження струму для керування базами навантажувальних транзисторів VT3 і VT8 (струм  $2I_B$  на рис. 5.14, *а*). При цьому покращується симетрія плеч диференційного каскаду.

## 5.6. КАСКАДИ ЗСУВУ РІВНІВ НАПРУГ

При проектуванні аналогових ІМС використання роздільних конденсаторів між окремими підсилювальними каскадами, як це має місце в дискретній схемотехніці, неможливе. Тому для з'єднання окремих каскадів підсилення в таких випадках використовується лише гальванічний зв'язок. При цьому вихід попереднього каскаду підсилення омично зв'язаний з входом наступного каскаду. Нижня межа частотної характеристики підсилювача з безпосереднім зв'язком  $f_n = 0$ .

Але відсутність в колах зв'язку реактивних елементів ставить перешкоди для початкового режиму роботи окремих каскадів. При цьому від каскаду до каскаду відбувається зміщення постійної складової сигналу. Компенсація цього зміщення з допомогою резисторів, що вмикаються в емітерні кола транзисторів, як це буває в пристроях дискретної схемотехніки, неефективна, оскільки дуже знижується коефіцієнт підсилення і підвищуються втрати потужності. Для узгодження каскадів використовують схеми зміщення потенціального рівня, які повинні забезпечити стабільну роботу каскадів, не вносяти помилки в постійну складову сигналу при зміні напруги живлення і температури навколишнього середовища. Найчастіше схеми зміщення рівнів будують на основі джерел стабільного струму (п. 5.2).

Найпростіша схема зсуву потенціального рівня показана на

рис. 5.15, а. Стабільний струм  $I_0$ , проходячи через резистор  $R_3$ , викликає на ньому напругу зміщення  $I_0 R_3$ , тобто  $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} - I_0 R_3$ . Оскільки струм  $I_0$  строго постійний за рівнем, то постійна складова струму на виході практично не змінюється.  $I_0$  залежить не тільки від струму зміщення  $I_1$ , а й від співвідношення номіналів резисторів  $R_2$ ,  $R_4$ . При  $R_2 = R_4$   $I_0 = I_1$  і будь-яка зміна струму  $I_1$  «дзеркально» відображується транзистором VT2. В такій схемі підсилення сигналу

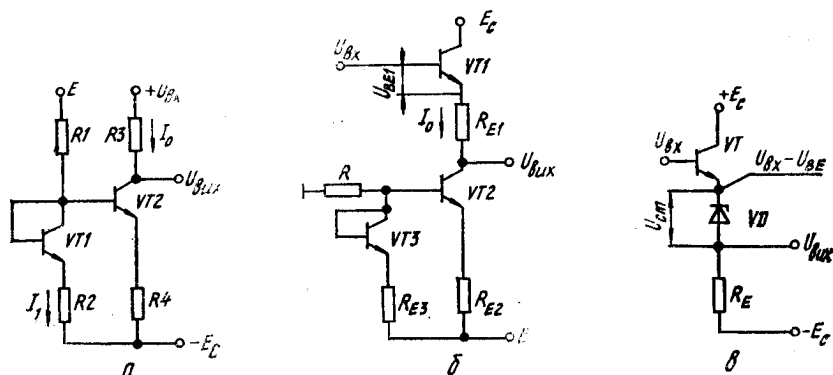


Рис. 5.15

не відбувається, а джерело стабільного струму тільки виконує функцію високоомного нелінійного резистора.

Схема на рис. 5.15, б, крім зсуву рівня постійної складової напруги на  $I_0 R_{E1} + U_{BE1}$ , порівняно з її значенням на вході, підсилює сигнал, оскільки транзистор VT1 виконує функції емітерного повторювача. Як і в попередній схемі, струм  $I_0$  задається джерелом стабільного струму на транзисторах VT2 і VT3. Оскільки вихідний опір даного каскаду, що задається резистором зміщення  $R_{E1}$ , достатньо великий, то дуже часто до виходу каскаду зсуву під'єднують ще один каскад розв'язки — емітерний повторювач за схемою рис. 5.5. Схеми зсуву потенціальних рівнів (рис. 5.15, а, б) широко використовують у двокаскадних і трикаскадних операційних підсилювачах.

У схемах інтегральних компараторів часто використовують каскади зсуву потенціальних рівнів за схемою, поданою на рис. 5.15, в. До складу схеми входить стабілітрон VD, що являє собою перехід база-емітер планарного транзистора з напругою стабілізації 6 ... 7 В. В цій схемі рівень постійної складової напруги зміщений на величину  $U_{BE} + U_{\text{ст}}$ . Схема такого каскаду зміщення проста, але має недоліки: напруга зсуву завжди фіксована; значні шумові складові в спектрі сигналу зумовлені режимом пробою р-п-переходу стабілітрона.

## 5.7. ВИБІРКОВІ КАСКАДИ ПІДСИЛЕННЯ

Вибіркові підсилювачі призначені для підсилення електричних сигналів у вузькій смузі частот, за межами якої підсилення набагато слабкіше або взагалі відсутнє. Є дві різновидності вибіркового підсилювачів. У перших вузька смуга пропускання забезпечується використанням паралельного LC контура, що має частотно-вибіркові властивості, як навантаження вихідного кола підсилювача. Оскільки контур

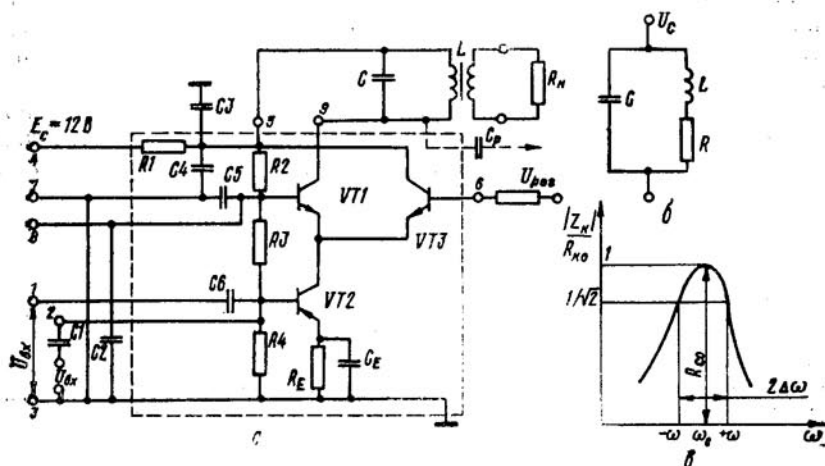


Рис. 5.16

має резонансні властивості, такі підсилювачі називають резонансними. Вибіркові підсилювачі другої різновидності використовують кола частотно-залежного зворотного зв'язку, що підкреслюють або заглушають сигнали у вузькому діапазоні частот. Це, власне, зумовлює квазірезонансний характер частотної характеристики підсилювача. Такі підсилювачі називають підсилювачами з частотно-залежним зворотним зв'язком. Ці підсилювачі з відповідним вмиканням кола частотно-залежного зворотного зв'язку можна використати як активні фільтри.

**Резонансні підсилювачі.** Промисловість випускає мікросхеми, спеціально призначені для резонансних високочастотних підсилювачів. Основою таких мікросхем є диференційний підсилювач (235УРЗ), каскодний підсилювач ЗЕ—ЗБ (219УВ1) або диференційний підсилювач в сполученні з каскодними схемами (235УВ1) і ін.

На рис. 5.16, а показана принципова схема високочастотного резонансного підсилювача на основі мікросхеми К224УС6, в якій сполучені диференційний та каскодний підсилювачі ЗЕ—ЗБ. Каскодну пару в диференційному підсилювачі створюють транзистори VT1 та

VT2. Зовнішні виводи 7 та 3 звичайно з'єднують, що дозволяє «заземлювати» базу транзистора VT1 через конденсатор C5 за змінним струмом. Оскільки ємності конденсаторів мікросхеми звичайно невеликі, то при використанні підсилювача для роботи на низьких частотах (діапазон робочих частот для K224УС6 становить 30 ... 60 мГц) «заземлювати» базу можна, з'єднуючи вивід 8 через додатковий конденсатор великої ємності C2 з корпусом (вивід 3). З цією ж метою підсилювальний сигнал можна подавати на вхід каскаду із 3Е (транзистор VT2) не через інтегральний конденсатор C6, а через навісний конденсатор великої ємності C1 (вивід 2). Ланцюжок R1, C4 (для більш низьких частот також C3) є фільтром колекторного живлення. Резисторний подільник R2, R3, R4 визначає положення робочої точки транзисторів VT1, VT2. Транзистор VT3 використовується для автоматичного регулювання підсилення. Змінюючи струм, що протікає через транзистор VT3, з допомогою зовнішньої напруги  $U_{\text{пер}}$  можна стабілізувати струм транзистора VT2.

Індуктивність  $L$  коливального контура в колі колектора транзистора VT1 створюється первинною обмоткою трансформатора зв'язку із зовнішнім навантаженням  $R_n$ . Зв'язок із зовнішнім навантаженням можна здійснити також через роздільний конденсатор  $C_p$ , що під'єднується до виводу 9 мікросхеми (показано штриховою лінією).

Характеристичний опір  $\rho$ , добротність  $Q$  та кругова частота  $\omega$  коливального контура (рис. 5.16, б) зв'язані з первинними параметрами  $L$ ,  $R$ ,  $C$  співвідношеннями

$$\rho = \sqrt{LC}^{-1} = \omega_0 L = 1/\omega_0 C; \quad Q = \rho/R; \quad \omega_0 = 1/\sqrt{LC}. \quad (5.51)$$

Повна провідність контура

$$1/Z_k = 1/(R + j\omega L) + j\omega C. \quad (5.52)$$

Розв'язуючи спільно рівняння (5.51) та (5.52) і враховуючи, що, як правило,  $\omega_0 L = 1/\omega_0 C \gg R$ , одержимо

$$1/Z_k = 1/\rho Q + (j/\rho) (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega). \quad (5.53)$$

Якщо частота  $\omega$  підсилювального сигналу не дуже відрізняється від резонансної частоти  $\omega_0$  коливального контура, то

$$\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)}{\omega_0 \omega} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}, \quad (5.54)$$

де  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ .

В цьому випадку рівняння (5.53) має вигляд

$$1/Z_k = 1/\rho Q + (j/\rho) (2\Delta\omega/\omega_0). \quad (5.55)$$

Опір контура поблизу резонансу

$$Z_k = \rho Q / [1 + jQ (2\Delta\omega/\omega_0)] \quad (5.56)$$



та його модуль

$$|Z_K| = \rho Q / \sqrt{1 + [Q(2\Delta\omega/\omega_0)]^2}. \quad (5.57)$$

Як правило, вираз (5.57) приводять до вигляду

$$|Z_K|/R_{K0} = 1/\sqrt{1 + [Q(2\Delta\omega/\omega_0)]^2}, \quad (5.58)$$

де  $R_{K0} = \rho Q$  — опір коливального контура на резонансній частоті  $\omega_0$  ( $2\Delta\omega = 0$ ), що має в цьому випадку максимальне значення та активний характер. При  $\Delta\omega \neq 0$  опір контура зменшується, що видно з його вольт-амперної характеристики (рис. 5.16, в), яка побудована у відповідності з виразом (5.58) для необмежених значень  $2\Delta\omega$ . Резонансна крива коливального контура, що відображає залежність змін напруги на контурі  $U_K$  (вихідної напруги підсилювача) від частоти, має ідентичний характер. Отже, коефіцієнт підсилення резонансного підсилювача максимальний, коли частота  $\omega$  підсилювального сигналу збігається з резонансною частотою коливального контура  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ , зменшуючись на інших частотах.

Резонансний підсилювач характеризується вибірковістю згідно з формулою (5.58)

$$\sigma = R_{K0}/|Z_K| = \sqrt{1 + [Q(2\Delta\omega/\omega_0)]^2}. \quad (5.59)$$

Ця величина перевищення підсилення на резонансній частоті порівняно з підсиленням на деякій частоті завади (звичайно на крайніх частотах смуги пропускання  $2\Delta\omega$ ). Підвищення вибіркової при заданій частоті, як це видно з рівняння (5.59), зв'язане зі збільшенням добротності контура.

**Підсилювачі з частотно-залежним зворотним зв'язком.** Застосування резонансних підсилювачів для підсилення сигналів низьких частот (десятки — сотні герц) недоцільне, оскільки зі збільшенням номіналів індуктивностей та ємностей погіршуються не лише технічні (добротність, вибірковість), але й експлуатаційні (маса, габаритні розміри) їх показники. В цьому випадку застосовують вибіркові підсилювачі з частотно-залежним зворотним зв'язком. На рис. 5.17, а зображена схема вибіркового підсилювача на операційному підсилювачі 140УДА1А з ланцюжком частотно-залежного зворотного зв'язку у вигляді подвійного Т-подібного мосту, що застосовується найбільш часто.

Коефіцієнт передачі 2Т-мосту

$$\beta_u = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_1 R_2 R_3 + Z_1 Z_3 R_3 + Z_2 Z_3 R_3 + R_1 R_3 Z_3 + R_2 R_3 Z_3 + Z_1 Z_3 Z_3}{(R_1 + Z_3)(R_3 + Z_1)(R_2 + Z_2) + Z_1 R_3 (R_1 + Z_3) + R_1 Z_3 (Z_1 + R_3)}, \quad (5.60)$$

де  $Z_1 = 1/j\omega C_1$ ,  $Z_2 = 1/j\omega C_2$ ;  $Z_3 = 1/j\omega C_3$ .

Прирівнюючи дійсну та уявну частини чисельника в рівнянні (5.60) до нуля, відповідно маємо

$$R_1 R_2 = (1/\omega C_3) (1/\omega C_1 + 1/\omega C_2); \quad (5.61)$$

$$R_3 (R_1 + R_2) = 1/\omega^2 C_1 C_2. \quad (5.62)$$

Після ділення рівняння (5.61) на (5.62)

$$R_1 R_2 / [R_3 (R_1 + R_2)] = (C_1 + C_2) / C_3 = 1/a^2 \quad (5.63)$$

одержимо умову найбільшої вибіркової 2Т-мосту, коли дорівнює нулю коефіцієнт передачі  $\beta_U = \beta_{U0} = 0$ , тобто  $a = 1$ . При цьому

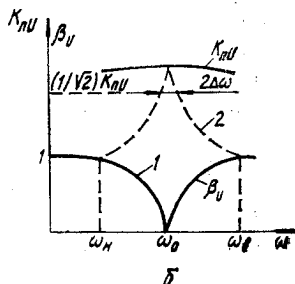
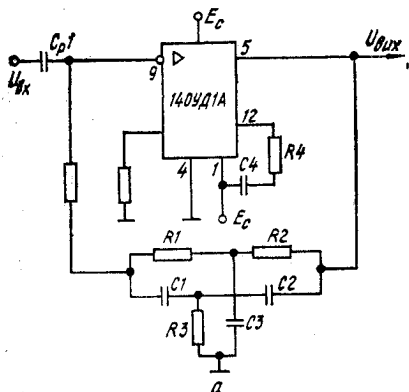


Рис. 5.17

$R_3 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$  і  $C_3 = C_1 + C_2$ . Оскільки за балансу мосту  $\beta_{U0} = 0$ , то квазірезонансна частота  $\omega_0$ , що відповідає цій умові, визначається виразом

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}. \quad (5.64)$$

Якщо  $R_1 = R_2 = 2R_3$  та  $C_1 = C_2 = 0,5C_3$ , то

$$\omega_0 = 1/R_1 C_1 = 1/R_3 C_3 = 1/R_2 C_2. \quad (5.65)$$

Амплітудно-частотна характеристика 2Т-мосту показана на рис. 5.17, б (крива 1). Оскільки ОП на інвертуючому вході зсуває фазу вхідного сигналу на 180 ел. град., а фазовий зсув, що вносить 2Т-міст на квазірезонансній частоті  $\omega_0$  (вираз 5.64) дорівнює нулю, то загальний фазовий зсув по замкненій петлі підсилювач — 2Т-міст дорівнює 180 ел. град. При цьому на частоті  $\omega_0$  негативний зворотний зв'язок відсутній.

З теорії зворотного зв'язку відомо, що коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком,

$$K_{пUзз} = \frac{K_{пU0}}{1 + \beta_U K_{пU}}, \quad (5.66)$$

де  $K_{пU}$  — коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку.

Тому за відсутністю негативного зворотного зв'язку ( $\beta_U = 0$ ) коефіцієнт підсилення підсилювача на квазірезонансній частоті у відповідності з виразом (5.66) максимальний:  $K_{пUзз} = K_{пU0}$ . Збільшення розстройки призводить до збільшення модуля  $\beta$ , що наближається на деяких частотах  $\omega_n$  та  $\omega_{\infty}$  до значення, рівного одиниці. Це, в свою чергу, викликає зменшення модуля  $K_{пUзз}$  (крива 2 на рис. 5.17, б). При  $\beta_U = 1$   $K_{пU}\beta_U = 1$  і рівняння (5.66) приймає вигляд  $K_{пUзз} = 1$ .

Коефіцієнт передачі 2Т-мосту зв'язаний з умовною смугою пропускання підсилювача  $\omega_0 \pm \Delta\omega$ , що визначається на рівні  $K_{пU0}\sqrt{2}$ ,

$$\beta_U = j \frac{1}{b+1} \left( \pm \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right), \quad (5.67)$$

де  $b = R_2/R_1 = C_1/C_2$ .

Тоді модуль коефіцієнта підсилення підсилювача з врахуванням рівнянь (5.66) і (5.67)

$$K_{пUзз} = K_{пU0} / \sqrt{1 + \left( K_{пU0} \frac{b}{b+1} \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2}, \quad (5.68)$$

звідки смуга пропускання вибіркового підсилювача

$$2\Delta\omega = (2\omega_0/K_{пU0}) [(b+1)/b]. \quad (5.69)$$

Вибірковість підсилювача з частотно-залежним зворотним зв'язком

$$\sigma = \frac{K_{пU0}}{K_{пUзз}} = \sqrt{1 + \left( K_{пU0} \frac{b}{b+1} \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2}. \quad (5.70)$$

Тому можна зробити висновок, що підсилювач з частотно-залежним зворотним зв'язком характеризується еквівалентною добротністю

$$Q_{\text{екв}} = K_{пU0}b/[2(b+1)] = K_{пU0}Q_{RC}, \quad (5.71)$$

де  $Q_{RC}$  — добротність 2Т-мосту.

У зв'язку з тим, що на практиці звичайно застосовують симетричні мости, тобто  $R_1 = R_2 = R$ ;  $C_1 = C_2 = C$ , тому добротність мосту при цьому максимальна:  $Q_{RC} = b/[2(b+1)] = 0,25$ . Допоміжний ланцюжок  $C_4R_4$  (див. рис. 5.17, а) призначений для корекції частотної характеристики підсилювача і забезпечення його стійкої роботи.

### 5.8. ВИХІДНІ КАСКАДИ ПІДСИЛЕННЯ

Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення, що працюють у режимах А, В і АВ, розроблені внаслідок подальшої мініатюризації пристроїв промислової електроніки, а трансформаторні вихідні каскади в виробництві аналогових ІМС тепер не застосовуються. На

відміну від схеми з трансформаторним входом безтрансформаторні вихідні каскади є схемами з послдовним живленням і паралельним ввімкненням навантаження. Схема вихідного каскаду, в якій використовується комбіноване ввімкнення транзисторів ЗК—ЗЕ на однотипних транзисторах  $n-p-n$ , показана на рис. 5.18, а.

Підсилювані сигнали надходять на входи транзисторів підсилювача із зміщенням за фазою на 180 ел. град. При цьому транзистори поперемінно відкриваються позитивними напівперіодами вхідного сигна-

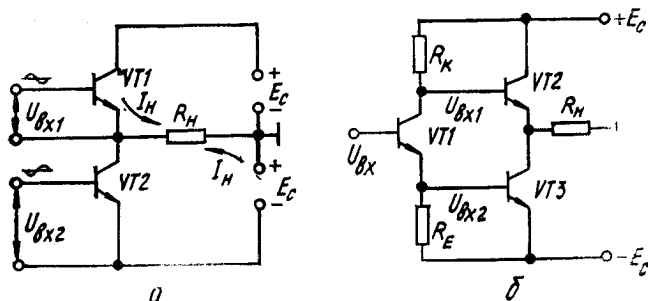


Рис. 5.18

лу, зумовлюючи поперемінне протікання струму в навантаженні назустріч один одному. Якщо транзистори і сигнали однакові, то постійний струм через  $R_n$  не протікає. Таким чином, принцип дії схеми аналогічний принципу дії двотактного вихідного каскаду з трансформаторним виходом. Для одержання двох протифазних напруг на вході каскаду підсилення використовують фазоінверсний резистивний каскад на транзисторі VT1 (рис. 5.18, б). Такий вихідний каскад застосовується і в цифрових ІМС, наприклад, в логіці ТТЛ-типу.

Розглянуті схеми вихідних каскадів часто використовувались в ранніх випусках підсилювачів в інтегральному виконанні, коли відчувались технологічні труднощі у виготовленні транзисторів з різним типом провідності ( $p-n-p$  і  $n-p-n$ ) на одній підкладці. На рис. 5.19 зображена схема підсилювача потужності низької частоти в інтегральному виконанні (мікросхема К174УН5), в якій вихідний каскад виконаний на планарних складених транзисторах  $n-p-n$ -типу VT8—VT11 (див. рис. 5.18, а) за комбінованою схемою вмикання ЗК—ЗЕ. Остання частина схеми має високоякісний попередній підсилювач напруги (диференційний підсилювач на транзисторах VT1, VT2 з вихідним емітерним повторювачем на транзисторі VT3) і фазозміщуючий пристрій на транзисторі VT4—VT7. Опір зовнішнього навантаження під'єднується до клеми 2. Клеми 5, 8, 9, 11 необхідні для під'єднання навісних компонентів.

Останнім часом широко використовують вихідні каскади в інтегральному виконанні, побудовані на різнотипних транзисторах (схе-

ми з додатковою симетрією). Схема вихідного каскаду на транзисторах різного типу провідності при вмиканні їх за схемою ЗК—ЗК показана на рис. 5.20, а. Повторювачі напруги забезпечують високу швидкодію при одночасному підвищенні навантажувальної можливості ІМС. Характерна особливість такої схеми полягає в тому, що вона може діяти без фазоінверсного каскаду. У вихідному режимі на базу транзистора VT1 подається напруга зміщення  $-U_{R_2}/2$ , а на базу транзистора VT2 —  $+U_{R_2}/2$ . Оскільки опір  $R_2$  набагато менший за

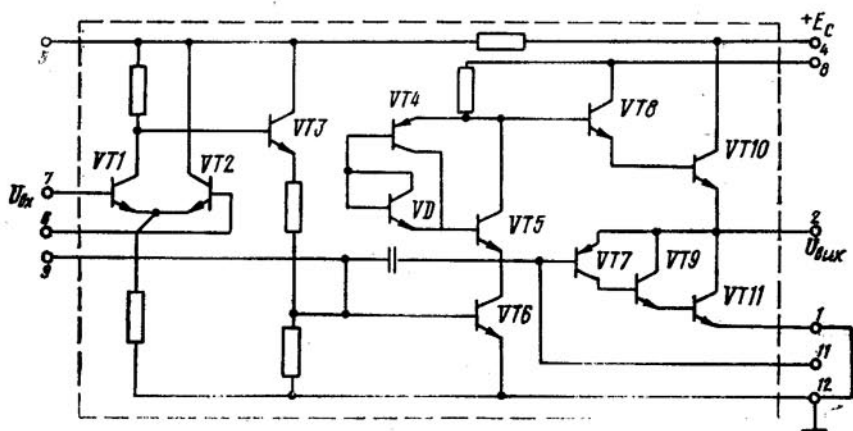


Рис. 5.19

$R_1$  і  $R_3$ , то напруги зміщення  $\pm U_{R_2}$ , що визначаються струмом подільника  $I = 2E_c/(R_1 + R_2)$ , дорівнюють  $IR_2/2$ . При цьому відносно невеликі значення  $\pm U_{R_2}$  визначають невеликий струм початкового режиму транзисторів, які в цьому разі працюють в проміжному режимі підсилення АВ, а струм в навантаженні відсутній. При достатньо малому опорі резистора  $R_2$  можна вважати, що обидві бази за змінним струмом з'єднані між собою.

Вплив на вхід підсилювача позитивної напівхвилі періодичного вхідного сигналу відкриває транзистор  $n-p-n$ -типу, який пропускає струм у навантаження, а стан транзистора  $p-n-p$ -типу не змінюється. При надходженні на вхід негативної напівхвилі сигналу, навпаки, працює транзистор  $p-n-p$ -типу. Таким чином, в навантаженні протікає змінний струм протягом усього періоду. Оскільки обидва транзистори в схемі ввімкнені по відношенню до навантаження як емітерні повторювачі, то узгодження вихідного опору з низькоомним опором зовнішнього навантаження значно спрощується, і ККД схеми досить високий. При цьому вхідна напруга каскаду повинна дорівнювати вихідній, а підсилення потужності має здійснюватися за рахунок підсилення струму. Так працює вихідний каскад в режимі підсилення В.

При розподілі потенціалів баз транзисторів підсилювача за допомогою діодів VD1, VD2 (як правило, планарні транзистори в діодному зв'язанні) схема (див. рис. 5.20, б) працює в режимі підсилення АВ або А. В такому разі подаються напруги зміщення  $\pm U_d$ , які виділяються на діодах за рахунок протікання колекторного струму  $I_{CE}$  транзистора VT1 в прямому зв'язанні діодів. При великому струмі  $I_{CE}$  диференційний опір діодів змінному струму значно менший за опір

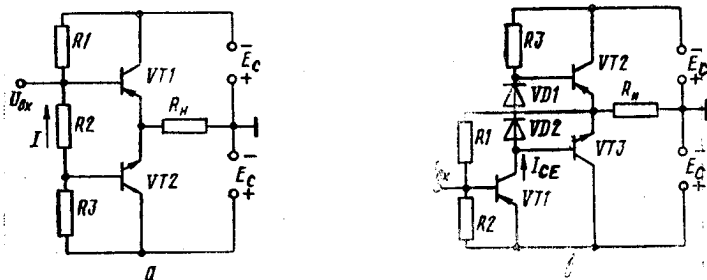


Рис. 5.20

постійному струму. Це підсилює зв'язок за змінним струмом між базами транзисторів VT2 і VT3, на які надходить вхідний сигнал, підсилений перед цим звичайним лінійним підсилювачем на транзисторі VT1. Під'єднання резистора R1 подільника зміщення транзистора VT1 до навантаження зумовлює негативний зворотний зв'язок за напругою, що підвищує стабільність схеми і якість підсилення.

## Розділ 6. ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

### 6.1. ПРИЗНАЧЕННЯ ТА ОСНОВНІ ВЛАСТИВОСТІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Схемотехніка операційних підсилювачів була відома ще до появи лінійної інтегральної схемотехніки. В класичній електроніці до класу операційних підсилювачів (ОП) відносили багатокаскадні підсилювачі постійного струму зі зворотним зв'язком, які використовували в аналоговій обчислювальній техніці для виконання операцій алгебраїчного додавання, віднімання, множення, ділення, диференціювання, інтегрування, логарифмування та ін. Це і зумовило їх назву — операційні (розв'язуючі) підсилювачі.

Успіхи планарної технології зумовили появу серійних партій ОП у вигляді інтегральних мікросхем, що дозволило значно удосконалити

їх технічні й експлуатаційні показники. Такі ОП тепер використовують не лише для виконання математичних операцій, а й для підсилення, перетворення, формування і обробки електричних сигналів. Все це суттєво розширило універсальність і функціональну орієнтацію лінійних інтегральних ОП.

Інтегральні ОП будують за схемою підсилення з безпосереднім зв'язком між окремими каскадами з диференційним входом і біполярним по відношенню до амплітуди підсилюваного сигналу виходом.

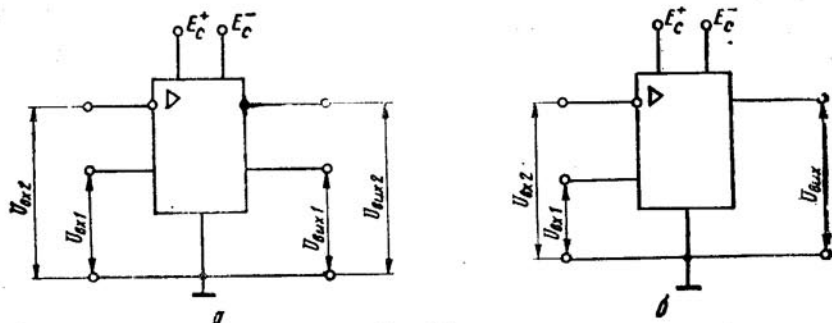


Рис. 6.1

Це забезпечує нульові потенціали на вході і виході ОП при відсутності керуючих сигналів на його вході. Тому такі підсилювачі легко з'єднувати послідовно при безпосередньому зв'язку між каскадами, а також досить просто охопити будь-якими колами зворотного зв'язку.

Майже всі інтегральні ОП використовують диференційний каскад як вхідний каскад. Завдяки низькому рівню дрейфу вони забезпечують високу стабільність вихідної напруги. Отже, ОП має два входи: інвертуючий і неінвертуючий, що розширює функціональні можливості підсилювача. Для забезпечення універсальності ОП повинен мати також два виходи (рис. 6.1, а), з яких можна зняти дві протифазні напруги  $U_{вих1}$  і  $U_{вих2}$ . При цьому кожна з вихідних напруг може бути позитивна або негативна по відношенню до потенціалу загальної (заземленої) точки двох джерел живлення  $E_c^+$  і  $E_c^-$ . Обидві різнополярні вихідні напруги повинні бути приблизно однаковими за рівнем, тому необхідно, щоб були однакові за абсолютною величиною напруги обох джерел живлення.

Стандартні інтегральні ОП мають, як правило, один вихід (рис. 6.1, б). При цьому вихідна напруга  $U_{вих}$  знаходиться в фазі з напругою  $U_{вих1}$  і в протифазі з напругою  $U_{вих2}$ , яку прикладено до інвертуючого входу. Другий вихід можна одержати, приєднуючи декілька додаткових елементів. Необхідно зазначити, що напруга, яка прикладена між входами і дорівнює різниці напруг  $U_{вих1}$  і  $U_{вих2}$ , називається диференційною. Напруги  $U_{вих1}$  і  $U_{вих2}$  по відношенню до загальної точки називаються напругами загального виду.



В інженерній практиці здебільшого застосовують підсилювачі напруги. ОП, які випускаються промисловістю, характеризуються великим входним, низьким вихідним опором і дуже високим коефіцієнтом підсилення за напругою.

Якщо уявити ОП ідеальною моделлю, то він повинен мати такі властивості:  $R_{вх} \rightarrow \infty$ ,  $R_{вих} \rightarrow 0$  і  $K_{пн} \rightarrow \infty$ . Звичайно, досягти цього повністю не можна, бо неможливо одержати на виході підсилювача сигнал нескінченно великої потужності при досить малих розмірах структури мікросхеми. Але аналізують ці схеми, вважаючи, що через нескінченно великий входний опір входи ОП не споживають струму від джерела сигналу, і оскільки  $K_{пн} \rightarrow \infty$ , то напруга керування між входами дорівнює нулю.

## 6.2. ПЕРЕДАВАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Увімкнення ОП у зовнішнє коло з джерелом входного сигналу  $\pm U_{вх}$ , опором навантаження  $R_n$  і двома джерелами живлення  $E_C^+$  і  $E_C^-$  показано на рис. 6.2, а. Джерело живлення має три режими: позитивний, негативний і загальнозаземлюючий. Таке джерело називається джерелом з розщепленим живленням. Звичайно джерела живлення  $E_C^+$  і  $E_C^-$  симетричні, тобто мають рівні напруги. Але існують спеціальні ОП з несиметричним живленням (наприклад,  $E_C^+ =$

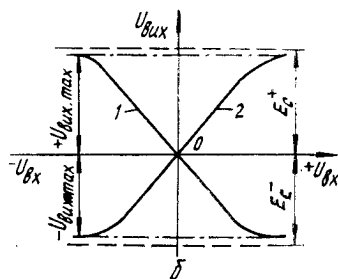
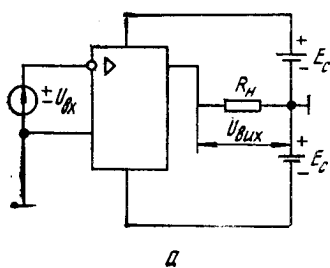


Рис. 6.2

$= 12 \text{ В}$  і  $E_C^- = -6 \text{ В}$ ) або які мають однополярне живлення. Від ОП до джерела живлення струми повертаються через навісні елементи, в даному випадку через опір навантаження. Вхідна напруга диференціальна незалежно від того, який із входів підсилювача заземлений.

Передавальні характеристики ОП  $U_{вих} = \varphi(U_{вх})$  (рис. 6.2, б), які належать до інвертуючого і неінвертуючого входів, зображуються у вигляді двох кривих. Як видно, вхідні і вихідні напруги можуть си-

метрично змінюватися відносно нуля (бути біполярними). При заземленому неінвертуючому вході (рис. 6.2, а) сигнал передається на вихід підсилювача з інвертуванням фази вхідного сигналу (крива 1). При заземленні інвертуючого входу фаза підсилюваного сигналу в процесі підсилення не змінюється (крива 2). Вихідна напруга знімається відносно середньої точки джерела живлення. Якщо  $U_{вх} = 0$ , то  $U_{вих} = 0$ , в чому й полягає умова балансу ОП.

Нахиленим (лінійним) ланкам передавальних характеристик відповідають пропорційні залежності вихідної напруги від вхідної. При

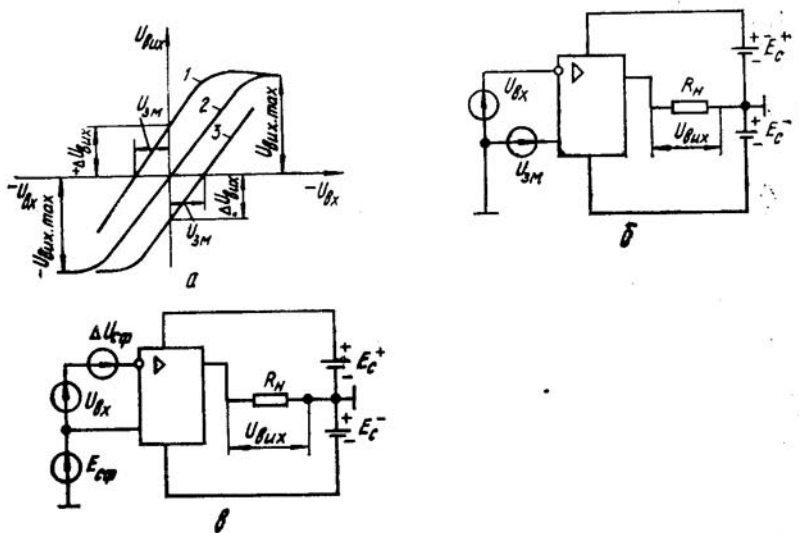


Рис. 6.3

відсутності зовнішніх кіл зворотного зв'язку нахил передавальних характеристик  $\Delta U_{вих}/\Delta U_{вх}$  визначається власним коефіцієнтом підсилення  $K_{пу}$ . Граничне значення амплітуди вихідного сигналу близьке до  $2E_c$ . Але при цьому значно зростають нелінійні спотворення підсилюваного сигналу. Горизонтальні ланки перехідних характеристик відповідають режиму насичення або відсічки транзистора вихідного каскаду. При цьому зміна вхідної напруги не викликає зміни вихідної напруги, яка досягає максимуму, близького до  $E_c$ .

У реальному ОП спостерігається розбалансування. В такому разі на виході підсилювача існує деяка напруга  $+ \Delta U_{вих}$  або  $- \Delta U_{вих}$  (криві 1 і 3 на рис. 6.3, а) при  $U_{вх} = 0$ . Для усунення розбалансування (крива 2) на вхід підсилювача необхідно подати напругу зміщення  $U_{зм}$  (рис. 6.3, б) в  $K_{пу}$  разів меншу за відхилення вихідної напруги. Якщо на вході ОП існує деяка синфазна ЕРС  $E_{сф}$ , як і в звичайному диференційному каскаді (див. п. 5.5), то напруга на

виході підсилювача матиме деяке зміщення  $\Delta U_{\text{вих.сф}}$  при  $U_{\text{вх}} = 0$ . Для компенсації цього зміщення між входами ОП необхідно прикласти напругу компенсації помилок  $\Delta U_{\text{сф}}$  (рис. 6.3, в).

### 6.3. СТРУКТУРНІ СХЕМИ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Найбільшого застосування набули в наш час трикаскадні і двокаскадні інтегральні ОП відповідно першого і другого покоління. На рис. 6.4, а показано структурну схему трикаскадного ОП.

В цій схемі перший каскад — це простий диференційний підсилювач (ДП) з резистивним навантаженням, джерелом стабільного струму

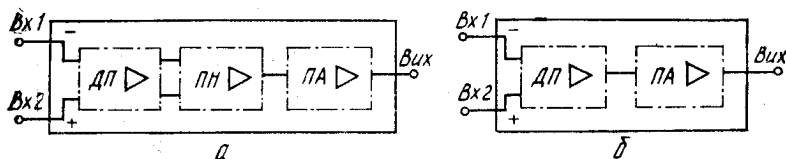


Рис. 6.4

в колі емітерів, який має два входи і два виходи (див. рис. 5.12, а). Для підвищення вхідного опору і зниження статичних і дрейфових помилок цей каскад працює в режимі мікроамперних струмів, проте одержати високий коефіцієнт підсилення (див. формулу (5.43)) не можна.

Другий каскад — підсилювач напруги (ПН), також виконаний за схемою диференційного підсилювача, працює в режимі міліамперних струмів і тому має значний коефіцієнт підсилення. Вихід цього каскаду по постійній складовій струму узгоджений з входом кінцевого підсилювача, який підсилює амплітуду сигналу (ПА) і складається з каскадів за схемами ЗЕ, ЗБ і ЗК. Найчастіше вихідний каскад створюється за схемою ЗК (емітерний повторювач), що забезпечує необхідне навантаження всієї схеми ОП. В підсилювачі амплітуди (ПА), що споживає основну частину струму всього підсилювача, остаточно формується амплітуда вихідного сигналу. Наявність в ПА емітерного повторювача (вихідний каскад) зумовлює низький вихідний опір ОП. Загальний коефіцієнт підсилення трикаскадного ОП може досягати 100 000 і більше. Вхідні характеристики ОП повністю зумовлені вхідними характеристиками ДП, а вихідні — показниками кінцевого каскаду за відповідною схемою вмикання.

Вхідний диференційний опір ОП в мікрорежимі при великому опорі  $R_E$  джерела стабільного струму виражається сумою вхідних опорів обох транзисторів ДП. З врахуванням виразу (5.36) його можна розрахувати за формулою

$$R_{\text{вх.д}} \approx 2h_{11E} = [4m\varphi_T (h_{21E} + 1)]/I_0. \quad (6.1)$$

Вихідний опір підсилювача зумовлюється відношенням ЕРС в режимі холостого ходу до змінної складової вихідного струму в режимі короткого замикання

$$R_{\text{вих}} \approx K_{\text{пу}} U_{\text{вх}} / I_{\text{вих.к.з.}} \quad (6.2)$$

Транзистори ОП в інтегральному виконанні мають біполярну структуру  $n-p-n$ -типу. Незважаючи на малі вхідні ємності інтегральних транзисторів, кожний каскад характеризується власною сталою часу, яка задає частотну характеристику каскаду, тобто частотна характеристика всього ОП зумовлюється трьома сталими часу.

Промислова реалізація двокаскадних ОП (рис. 6.4, б) стала можливою після розробки інтегральних транзисторів  $p-n-p$ -типу із задовільними малосигнальними параметрами і частотними властивостями, що дозволило застосувати в схемотехніці диференційні каскади з динамічним навантаженням (див. п. 5.5), в яких підвищений коефіцієнт підсилення. Отже, подальша модернізація технології виготовлення інтегральних структур дала можливість функції першого і другого каскадів сполучити в одному каскаді підсилення (ДП). При цьому загальне підсилення двокаскадних ДП другого покоління зберігається на попередньому рівні, хоча виключається одна стала часу, що покращує частотні якості таких підсилювачів.

#### 6.4. ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ ЗАГАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

Широкий розвиток схемотехніки інтегральних підсилювачів почався з розробки інтегральних ОП загального призначення, технічні і експлуатаційні характеристики яких постійно удосконалюються. До ОП загального призначення відносять універсальні і багатофункціональні підсилювачі, які застосовуються в аналоговій техніці як розв'язуючі підсилювачі для виконання різних математичних операцій, а також як повторювачі напруг, логарифмічні і антилогарифмічні підсилювачі, компаратори, прецезійні підсилювачі та ін. На основі ОП загального призначення будують різні види підсилювачів спеціального призначення (імпульсні, широкосмугові, вибіркові та ін.), автогенератори гармонічних коливань і коливань імпульсної форми (прямокутної, трикутної, експоненційної та ін.), регулятори, перетворювачі і стабілізатори напруги і т. д.

Першим інтегральним ОП, що виготовлявся серійно, став 140УД1А, Б (американський аналог фірми «Ферчайлд» — мікросхема  $\mu A702$ ), який має добру швидкодію, хоча і невисокий вхідний опір і коефіцієнт підсилення напруги. Схема 140УД1 показана на рис. 6.5, а, його схема ввімкнення — на рис. 6.5, б. Даний ОП відповідає трикаскадній структурній схемі, показаній на рис. 6.4, а.

Конструктивно ОП 140УД1 виконаний на кремнієвій пластині розміром  $1,1 \times 1,1$  мм. Перший підсилювальний каскад на транзисто-

рах VT1 і VT2 з джерелом стабільного струму  $I_0$  на транзисторі VT3 і ланкою температурної стабілізації на транзисторі в діодному ввімкненні VT5 повністю аналогічний схемі простого диференційного підсилювача з резистивним навантаженням (див. рис. 5.12, а). Аналіз такої схеми приведений в п. 5.5. Оскільки перший каскад ОП працює в режимі мікроамперних струмів ( $I_0 = 150 \dots 250$  мкА), його коефіцієнт підсилення за напругою  $K_{\text{пн}} = (I_0/2\varphi_T) R_0$  невеликий (біля 10). Але внаслідок цього вдається підвищити вхідний опір ОП.

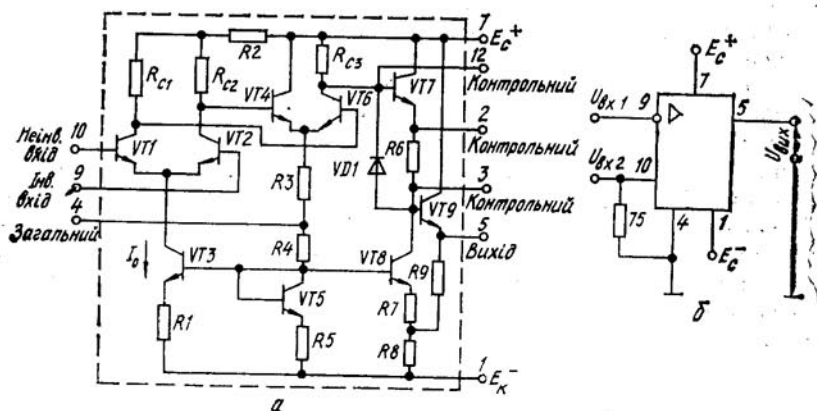


Рис. 6.5

Вихідна напруга вхідного підсилювального каскаду передається на другий каскад на транзисторах VT4 і VT6, який також виконаний за схемою диференційного підсилювача, але з несиметричним виходом. В цьому каскаді двофазний сигнал перетворюється в однофазний. Із схеми видно, що струм другого каскаду не фіксується джерелом стабільного струму в колі емітерів транзисторів, оскільки від цього каскаду не вимагається ослаблення синфазного сигналу загального вигляду, який практично відсутній на виході першого диференційного підсилювача. Внаслідок цього другий каскад ОП працює в режимі з міліамперними струмами, забезпечуючи підсилення напруги порядку кількох сотень.

Вихідний каскад ОП, виконаний на транзисторах VT7—VT9, є одноканальним підсилювачем, що працює в режимі підсилення А. Транзистор VT7, увімкнений за схемою емітерного повторювача, спричинює зсув рівня. Для зменшення вихідного опору ОП використовують емітерний повторювач на транзисторі VT9, який через транзистор VT8 охоплений позитивним зворотним зв'язком за струмом. Оскільки напруга зворотного зв'язку для бази транзистора VT9 вмикається паралельно, то вхідний опір всього кінцевого каскаду ОП підвищується, вихідний опір зменшується, а коефіцієнт підсилення досягає 5. Заряд-

на ємність діода VD1 діє як прискорюючий конденсатор, зменшуючи спотворення крутих перепадів сигналу.

Підсилювач 140УД1 забезпечує коефіцієнт підсилення за напругою в декілька тисяч в діапазоні частот до 5 МГц. Для запобігання самозбудженню ОП можна вводити коригуючу RC-ланку, під'єднану до виводу 12, але це звужує смугу пропускання підсилювача. Опір  $R_{вх}$  для ОП 140УД1 становить 4 кОм.

Підсилювач 153УД1 є більш високочастотним по відношенню до ОП 140УД1. В схемі цього ОП (рис. 6.6, а) вперше застосовані два інтегральні  $p-n-p$ -транзистори VT12 і VT15. Це дозволило значно спростити схему ОП, покращити його технічні показники. Підсилювач 153УД1 за трикаскадною структурною схемою виявився класичним і його параметри стали орієнтиром при розробці нових ОП. З допомогою цього підсилювача вдалося стандартизувати сотні схем високочастотних радіоелектронних блоків і підготувати схемотехнічну базу для застосування другого покоління інтегральних ОП. Розводку мікросхеми 153УД1 (рис. 6.6, б) мають зараз більшість інтегральних ОП, що важливо в стандартизації радіоелектронної апаратури.

Як і ОП 140УД1, мікросхема 153УД1 має два симетричні диференційні каскади з резистивним навантаженням. Перший каскад на транзисторах VT1 і VT2 з джерелом стабільного струму  $I_0$  на транзисторі VT3 за схемою не відрізняється від першого каскаду ОП типу 140УД1 (рис. 6.5, а). Але колекторні струми транзисторів VT1 і VT2 приблизно на порядок менші ( $I_0 \approx 40$  мкА). Тому диференційний коефіцієнт підсилення цього каскаду ( $R_{C1} = R_1 = R_2$ )  $K_{пу} = I_0 R_{C1} / 2m\varphi_T = 40 \cdot 10^{-6} \cdot 25 \cdot 10^3 / 2 \cdot 1,5 \cdot 26 \cdot 10^{-3} = 12,5$  малий, але вхідний диференційний опір каскаду, який зумовлює вхідний опір всього ОП, великий і при  $h_{21E} = 30$ ,  $\varphi_T = 26$  мВ,  $m = 1,5$  становить  $R_{вх.д} = [4m\varphi_T (h_{21E} + 1)] / I_0 = 4 \cdot 1,5 \cdot 26 \cdot 10^{-3} \cdot (30 + 1) / 40 = 120$  кОм.

Другий каскад ОП виконаний за модифікованою схемою Дарлінгтона на складених транзисторах VT5, VT6 і VT8, VT9. Така схема забезпечує вхідний опір другого каскаду не менше 200 кОм. Сумарний емітерний струм транзисторів VT6 і VT9  $I_0 = 0,6$  мА. Цей струм, протікаючи через транзистор VT7 в діодному ввімкненні, спричинює спад напруги на ньому, яка прикладається до ділянки база — емітер транзистора VT3 і забезпечує колекторний струм  $I_0 = 40$  мкА. Оскільки емітерний струм будь-якого з транзисторів VT6 і VT9  $I_E = I_0/2 = 0,3$  мА, то коефіцієнт підсилення другого каскаду з урахуванням того, що  $R_{C2} = R_5 = R_6$ ,  $K_{пу} = (I_E/\varphi_T) R_{C2} = (0,3 \times 10^{-3} / 26 \cdot 10^{-3}) \times 10 \cdot 10^3 = 115$ ). Транзистор VT10 в діодному ввімкненні стабілізує роботу складених транзисторів другого каскаду при зміні температури.

Два виходи другого каскаду підсилення під'єднані до емітерних повторювачів на транзисторах VT4 і VT11. Емітерний повторювач на транзисторі VT4 (інвертор з коефіцієнтом підсилення, що дорівнює одиниці) підсумовує сигнали, які виділяються на резисторах R1 і R2. Внаслідок цього повністю використовується диференційний вихідний

сигнал першого каскаду підсилення. Емітерний повторювач на транзисторі VT11 передає підсилений сигнал на вихідний каскад ОП.

Транзистор VT12 забезпечує необхідний зсув рівня сигналу. Власне вихідний каскад ОП містить емітерний повторювач на транзисторі VT13 і кінцевий каскад за схемою ЗК на комплементарних транзисторах VT14, VT15, які працюють в режимі підсилення В. При такому режимі потужність від джерела живлення невелика. Вихідний каскад

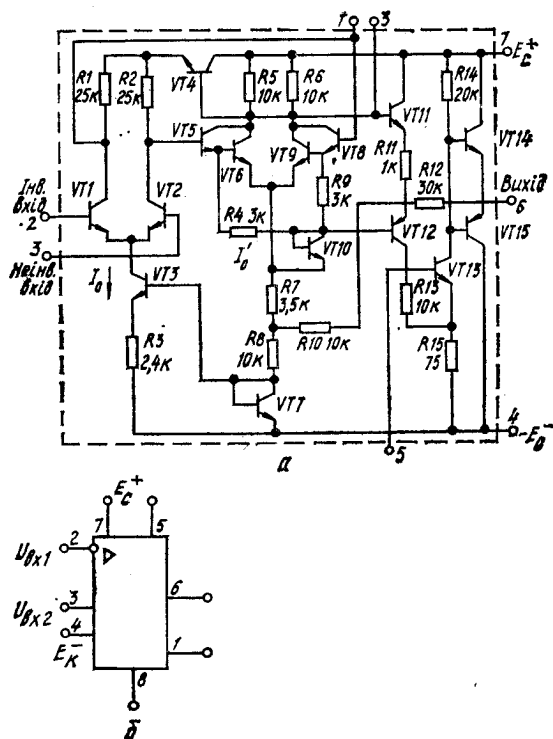


Рис. 6.6

охоплений глибоким негативним зворотним зв'язком за напругою. Напруга зворотного зв'язку (частина вихідної напруги) через подільник R11, R12, повторювач струму VT2 надходить на емітерний повторювач на транзисторі VT13. Такий зворотний зв'язок значною мірою стабілізує характеристики вихідного каскаду, так що його коефіцієнт підсилення визначається відношенням опорів резисторів R11, R12 в колі зворотного зв'язку

$$K_n = R_{12}/R_{11} = 30.$$

Комплементарна пара транзисторів VT14, VT15 передає в навантаження сигнали як позитивної, так і негативної полярності.

Загальний коефіцієнт підсилення за напругою ОП типу 153УД1 при напрузі джерела живлення  $E_C = \pm 15$  В

$$K_{nU} = K_{nU_1} \cdot K_{nU_2} \cdot K_{nU_3} = 12,5 \cdot 115 \cdot 30 = 43125.$$

Цей коефіцієнт значною мірою залежить від точності технологічного процесу виготовлення мікросхеми.

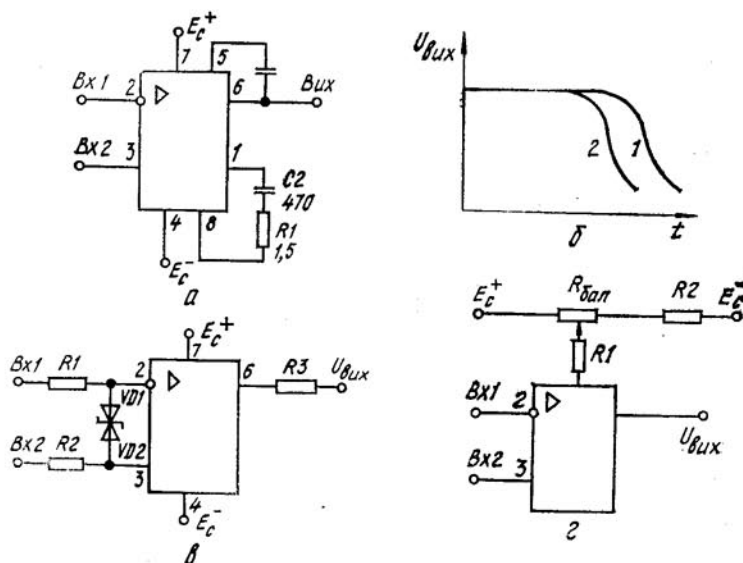


Рис. 6.7

У паспортних даних показано максимально можливі значення цього коефіцієнта.

Трикаскадний ОП 153УД1 має частотну характеристику, яка при відсутності зовнішнього зворотного зв'язку визначається трьома сталими часу. В загальному випадку для корекції частотної характеристики потрібні дві коригуючі RC-ланки, які приєднують до спеціально передбачених для цього виводів 1, 5, 8. Тоді корекцію частотної характеристики другого каскаду виконує фазозміщуюче коло R1, C2, яке приєднується до виводів 1 і 8, а третього каскаду — конденсатор C1 в колі негативного зворотного зв'язку між виводами 5 і 6 (рис. 6.7, а).

Амплітудно-частотна характеристика ОП 153УД1 в режимі великого сигналу показана на рис. 6.7, б. Крива 2 відповідає великим сталим часу RC-ланок:  $R_1 = 1500 \dots 2000$  Ом, приблизно таке саме значення має і ємність конденсатора C2, ємність конденсатора C1 на порядок менша.



В мікросхемі 153УД1 можна подати на обидва входи синфазний сигнал з амплітудою не більше  $\pm 8$  В, а диференційна напруга між входами не повинна перевищувати  $\pm 5$  В (за умови максимальної напруги джерел живлення  $E_C^+ = E_G^- = \pm 15$  В). При великих входних напругах відбувається пробій ділянок емітер — база транзисторів VT1, VT2. На рис. 6.7, в показана схема захисту входів ОП від пробую на основі стабілітронів VD1 і VD2, напруга пробую яких не повинна пере-

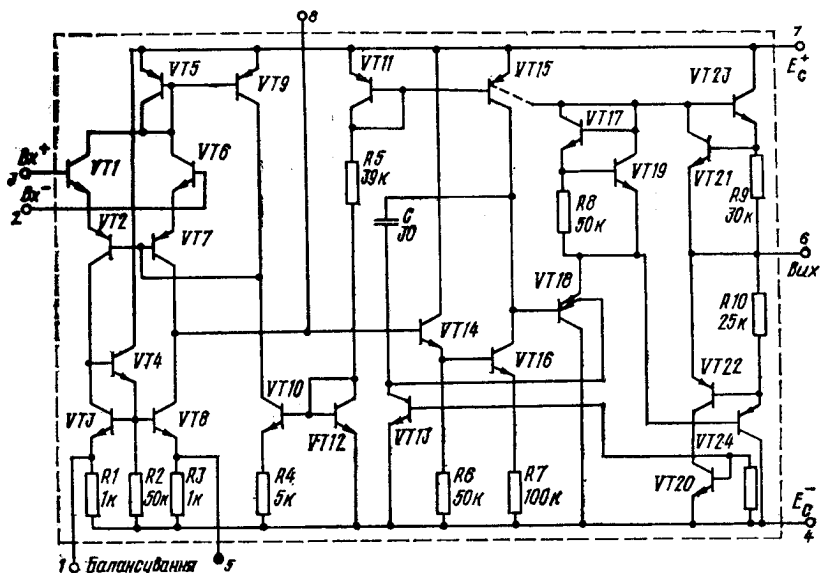


Рис. 6.8

вищувати 5 В. Резистор  $R_3 = 100 \dots 200$  Ом передбачений для захисту виходу ОП від короткого замикання з боку навантаження.

Оскільки вхідний струм ОП великий (0,6—20 мкА), застосування схем балансу нуля обов'язкове. Дуже зручний спосіб балансу по другому каскаду (рис. 6.7, в), за якого входи підсилювача вільні від додаткових ланок, що знижує рівень шумів та завад.

Для зниження струмів потенціометричного подільника напруги опори резисторів  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_{\text{бал}}$  вибираються порядку сотень кілоом.

Мікросхеми 153УД2, 153УД6 удосконалені. Вони мають підвищений коефіцієнт підсилення  $K_{\text{пв}} = 40000 \dots 100000$  і великий вхідний опір  $R_{\text{вх}} = 300 \dots 800$  кОм.

На рис. 6.8 показано схему ОП загального призначення типу 140УД7. Це ОП другого покоління, він має два каскади підсилення і відповідає структурній схемі, поданій на рис. 6.4, б. Необхідно відзначити, що розробка і промисловий випуск двокаскадних ОП ознамену-

вало початок нового схемотехнічного етапу розвитку високочастотних лінійних інтегральних мікросхем.

Перший каскад ОП 140УД7 — це складний диференційний підсилювач на транзисторах VT1—VT3 і VT6—VT8, схема якого повністю відповідає схемі, поданій на рис. 5.14, б. Джерелами стабільного струму є транзистори VT9 та VT10.

Підсилений корисний сигнал, який знімається з одиночного виходу диференційного каскаду, через емітерний повторювач на транзисторі VT14 надходить у підсилювальний каскад на транзисторі VT16. Навантаженням цього каскаду є джерело стабільного струму на транзисторі VT15 і вхідний опір кінцевого каскаду двотактного типу. Оскільки транзистор VT16 за схемою вмикання ЗЕ узгоджений зі своїм навантаженням емітерним повторювачем на транзисторі VT18, його еквівалентний опір навантаження має десятки кілоом, а підсилення — приблизно 200.

Вихідний каскад ОП 140УД7 виконаний на комплементарних транзисторах. Він працює в режимі підсилення АВ, оскільки на нього подається невелика напруга зміщення з низьковольтного опорного елемента на транзисторах VT17, VT19. Транзистори VT21, VT22 забезпечують захист транзисторів вихідного каскаду від короткого замикання з боку навантаження ОП.

Методика корекції частотної характеристики в двокаскадних ОП спрощується, оскільки немає третьої сталої часу. До того ж часткова внутрішня корекція проводиться за рахунок інтегрального конденсатора С. Тому ОП 140УД7 необхідний один навісний конденсатор корекції, який приєднується до зовнішнього виводу 8, і один зовнішній резистор (десятки кілоом) балансування нуля (див. рис. 5.14, б) і не потрібні навісні елементи захисту входу і виходу підсилювача від аномальних електричних режимів (у трикаскадних ОП першого покоління застосовують від 5 до 8 додаткових навісних елементів). Це суттєво спрощує компоновочні схеми радіоапаратури і покращує їх експлуатаційні показники. Перевагою двокаскадних ОП є підвищена швидкодія, а також знижене струмоспоживання.

## 6.5. ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ ОКРЕМОГО ЗАСТОСУВАННЯ

До інтегральних ОП окремого застосування відносять підсилювачі, які мають покращене значення одного з параметрів. Це ОП з підвищеним вхідним опором, прецизійні, мікропотужні, з дуже високим коефіцієнтом підсилення, з низьким рівнем дрейфу, з підвищеною радіаційною стійкістю і т. д.

**Інтегральні ОП з підвищеним вхідним опором.** Підвищення вхідного опору ОП досягається двома способами: застосуванням у вхідному каскаді біполярних транзисторів з надвисоким коефіцієнтом передачі струму бази або використанням в тому ж каскаді польових транзисто-

рів. Для підвищення вхідного опору диференційного підсилювача в його структурі використовують складені транзистори, які мають значно більший коефіцієнт передачі струму бази порівняно з одиночними транзисторами. При цьому вхідний опір підсилювача згідно з рівнянням (5.49) підвищується. Диференційні каскади на складених транзисторах з цією метою використовувались у ранніх випусках ОП. Але тепер за планарною технологією виготовляють одиночні біполярні

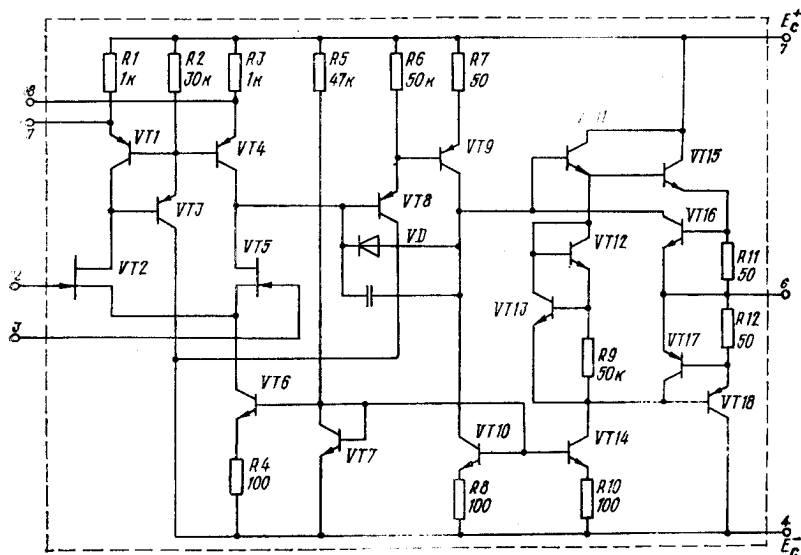


Рис. 6.9

транзистори, які в режимі малих струмів мають дуже велике значення  $h_{21E}$ , що досягає кількох тисяч. В таких транзисторах підвищення  $h_{21E}$  за малих струмів досягається зменшенням товщини базового шару з відповідним підвищенням тривалості емітерної дифузії. Недоліком біполярних транзисторів з помірним і надвисоким  $h_{21E}$  є зниження напруги пробією внаслідок малої товщини бази.

Транзистори з надвисоким значенням  $h_{21E}$  застосовують у вхідних диференційних каскадах ОП типу 140УД6 і 140УД14. Оскільки транзистори з надвисоким значенням  $h_{21E}$  низьковольтні, то при компоновці схеми диференційного каскаду використовують каскадне ввімкнення цих транзисторів у парі з високовольтними, забезпечуючи близький до короткого замикання за змінним струмом режим роботи низьковольтних транзисторів. Вхідний опір мікросхеми 140УД6 і 140УД14 становить  $2 \cdot 10^3$  і  $30 \cdot 10^3$  Ом при дуже малих струмах (30 і 2 мкА) відповідно. Коефіцієнт підсилення  $K_{пУ} = (50 \dots 70) \cdot 10^3$  для мікросхеми 140УД6 і  $K_{пУ} = 50000$  для мікросхеми 140УД14.

У схемі ОП типу 544УД1 (рис. 6.9) вхідний опір підвищений застосуванням у вхідному диференційному каскаді польових транзисторів VT2, VT5, активним навантаженням яких служать біполярні транзистори VT1, VT4. Вхідний опір цього ОП приблизно 100 МОм, що значно вище вхідного опору ОП на біполярних транзисторах у вхідному каскаді, а вхідний струм знижений до 150 нА. Транзистори VT1 і VT4 разом з емітерним повторювачем на транзисторі VT3 одночасно

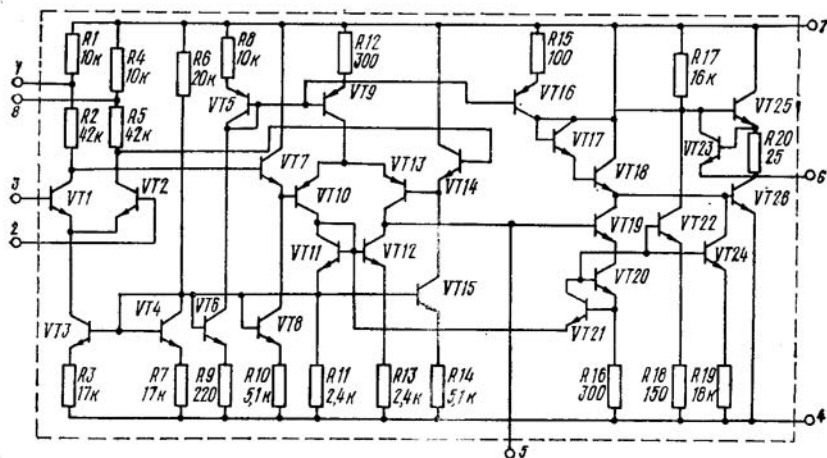


Рис. 6.10

перетворюють двофазний сигнал в однофазний, який через емітерний повторювач на транзисторі VT8 надходить на вхід каскаду проміжного підсилення на транзисторі VT9 з джерелом колекторного струму на VT10. Вихідний каскад виконаний на комплементарних транзисторах VT15, VT18, забезпечуючи малий вихідний опір ОП. Конденсатор коригує внутрішню частотну характеристику ОП, звужуючи її, що запобігає самозбудженню підсилювача.

Недоліком ОП 544УД1 є його чутливість до імпульсних завад. Тому необхідно застосовувати екрануючий пристрій або захищати входи польових транзисторів діодами. В останньому випадку струми витоку діодів зводять на ніщо всі переваги польових транзисторів у вхідному каскаді.

**Інтегральні прецизійні ОП** застосовують тоді, коли необхідна висока стабільність характеристик, малі шуми і низький рівень дрейфу нуля. Схему прецизійного ОП 153УД5 подано на рис. 6.10. Мікросхема має низьку напругу зміщення нуля ( $U_{зм} \leq 1$  мВ) з незначним дрейфом ( $\Delta U_{зм}/\Delta T = 5$  мкВ/°C), малий рівень шумів і високий коефіцієнт підсилення ( $K_{пд} \geq 10^6$ ). Високоточні характеристики дістають своєрідним розміщенням хрест-навхрест транзисторів VT1 і VT2 вхід-

ного каскаду в кристалі, що суттєво знижує тепловий вплив з боку потужного вихідного каскаду. Крім того, навантаження цих транзисторів чисто резистивне (резистори  $R1$ ,  $R2$  і  $R4$ ,  $R5$ ), що дає мале відхилення від нуля вхідної напруги і зменшує рівень її дрейфу. Резистори створюють мостову схему установки нуля, і зовнішній потенціометр, який під'єднується до виводів 1, 8 (у діагональ моста), дозволяє робити це дуже плавно. Другий диференційний каскад на транзисторах VT10, VT13, добре розв'язаний від першого з допомогою емітерних повторю-

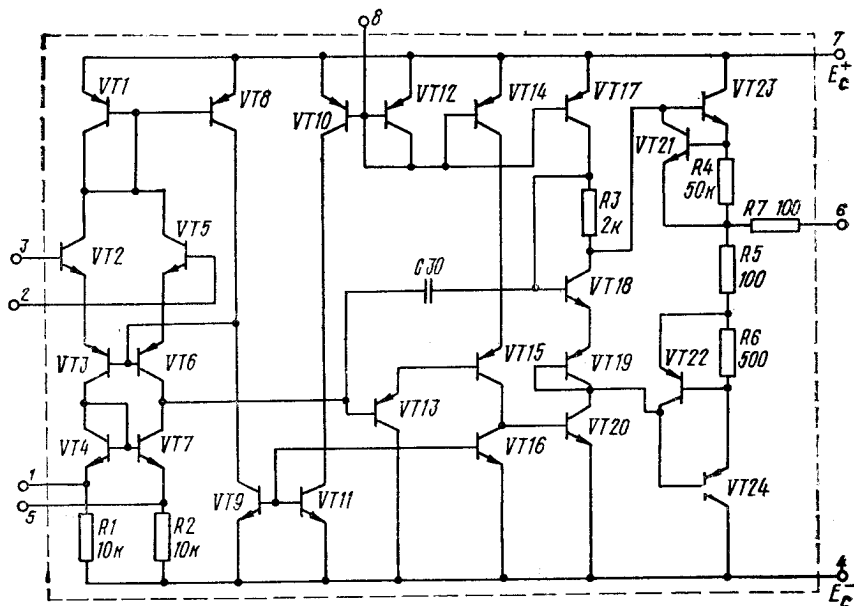


Рис. 6.11

вачів (транзистори VT7, VT14), має динамічні навантаження (транзистори VT11, VT12). Це забезпечує високе підсилення ОП. Потужний вихідний каскад на транзисторах VT25, VT26 працює в режимі підсилення за схемою АВ.

Високе підсилення ОП 153УД5 дозволяє вводити зовнішні кола глибокого негативного зворотного зв'язку, що додатково стабілізує характеристики підсилювача.

**Мікропотужні ОП.** До мікропотужних відносять ОП з мікроватним споживанням потужності. Це досягається зниженням напруги джерел живлення або зменшенням струмоспоживання. До мікропотужних ОП відносять мікросхеми 140УД12 і 153УД4, остання поступається за своїми характеристиками інтегральному ОП 140УД12.

Вхідний каскад цього ОП (рис. 6.11) являє собою диференційний

підсилювач на повторювачах напруги (транзистори VT2, VT5) і повторювачах струму (транзистори VT3, VT6), навантаженням яких нарівні з резисторами R1, R2 служать транзистори VT4, VT7. Останні також виконують функції перетворення двофазного сигналу в однофазний. Корисний сигнал передається через повторювач напруги VT13 на підсилювальний каскад VT15 з динамічним навантаженням (транзистор VT16). Узгоджуючий підсилювальний каскад на транзисторі VT20 з навантаженням R3 і VT17 забезпечує розкачку двотактного вихідного каскаду на комплементарних транзисторах VT23, VT24, який працює в режимі підсилення АВ. Конденсатор С коригує внутрішню частотну характеристику підсилювача, забезпечуючи його стійку роботу.

При напрузі джерел живлення  $\pm 3$  В і струмі зміщення 1,5 мкА ОП 140УД12 споживає потужність 150 мВт. Коефіцієнт підсилення за напругою становить у цьому режимі 50000, а вхідний опір — 50 МОм.

Якщо збільшити напругу джерела живлення до  $\pm 15$  В і струм зміщення до 15 мкА, то при максимальній вихідній напрузі  $\pm 10$  В коефіцієнт підсилення зростає вдвоє, а вхідний опір зменшується на порядок.

Мікросхема 140УД12 працює в широкому діапазоні зміни напруги джерел живлення (від  $\pm 1,2$  В до  $\pm 18$  В). Для такого режиму в даній ІМС передбачено регулювання струмів зміщення з допомогою зовнішнього джерела, яке під'єднується до виводу 8. Якщо цим джерелом змінювати струм колектора транзистора в діодному вмиканні VT12, то змінюються струми зміщення, які задаються джерелами стабільного струму на транзисторах VT8, VT9, VT10, VT14, що взаємозв'язані через названий стабілізуючий транзистор VT12. При цьому змінюються струми баз і колекторів транзисторів вхідного каскаду і каскаду підсилення на транзисторі VT15, що і зумовлює регулювання основних параметрів ОП. Мікросхема 153УД4 може працювати при різних напругах джерел живлення, наприклад, при  $E_k = \pm 6$  В струм споживання становить 0,7 мА.

## 6.6. НАЙВАЖЛИВІШІ ПОКАЗНИКИ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Для оцінки розмірів, об'єму і маси інтегральних ОП використовують такий показник, як *щільність пакування елементів* у заданому об'ємі і на заданій площі. Основні параметри, які характеризують якість ОП, діляться на відносні і такі, які мають розмірність напруги, струму, потужності та частоти.

Важливі відносні параметри такі: коефіцієнт підсилення напруги  $K_{пУ}$  (відношення вихідної напруги ОП до вхідної напруги); коефіцієнт підсилення потужності  $K_{пР}$  (відношення вихідної потужності ОП до вхідної потужності); коефіцієнт ослаблення синфазних вхідних

напруг  $K_{ос\ cф}$  (відношення коефіцієнта підсилення напруги ОП до коефіцієнта підсилення синфазних вхідних напруг за формулою (5.46)).

Параметри, що мають розмірність напруги, струму або потужності, такі: максимальна вхідна напруга  $U_{вх\ max}$  (найбільша вхідна напруга, за якої вихідна напруга відповідає заданій); мінімальна вхідна напруга  $U_{вх\ min}$  (найменша вхідна напруга, при якій вихідна напруга відповідає заданій); максимальна вихідна напруга  $U_{вих\ max}$  (найбільша вихідна напруга, при якій зміни параметрів ОП відповідають заданим); напруга джерела живлення ОП  $E_c$ ; струм споживання  $I_{сп}$  (струм, що споживає ОП від джерел живлення у заданому режимі); потужність споживання  $P_{сп}$  (потужність, що її споживає ОП від джерел живлення в заданому режимі).

Параметри, що характеризують частотні властивості ОП, такі: нижня гранична частота  $f_n$  (верхня гранична частота  $f_v$ ) смуги пропускання — найменша (найбільша) частота, на якій коефіцієнт підсилення зменшується на 3 дБ від значення на заданій частоті; смуга пропускання  $\Delta f$  (діапазон частот між верхньою і нижньою граничними частотами ОП).

Для узгодження ОП з джерелом підсилюваного сигналу і навантаженням велике значення мають такі параметри підсилювача, як вхідний опір  $R_{вх}$  (вихідний опір  $R_{вих}$ ) — опір з боку входу (виходу) ОП відносно загального виводу.

## 6.7. ІНВЕРТУЮЧЕ, НЕІНВЕРТУЮЧЕ ТА ДИФЕРЕНЦІЙНЕ ВВІМКНЕННЯ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

В залежності від підсилюваного сигналу, що подається на вхід ОП, а також від зовнішніх компонентів, що під'єднуються до нього, може бути інвертуюче, неінвертуюче та диференційне ввімкнення підсилювача.

Схема інвертуючого ввімкнення ОП показана на рис. 6.12, а. Через те що підсилення ОП дуже велике, то з невеликою помилкою можна вважати таку модель ідеальною, що відповідає виконанню умов  $K_{пу} \rightarrow \infty$  та  $K_{пн} \rightarrow \infty$ , де  $K_{пу}$  та  $K_{пн}$  — коефіцієнти підсилення за напругою і струмом без зворотного зв'язку. Якщо при цьому охопити підсилювач паралельним зворотним зв'язком за напругою через резистор  $R_2$ , то будь-який незначний сигнал на вході підсилюється і передається по колу зворотного зв'язку у вхідне коло ОП, компенсуючи вхідний сигнал таким чином, що в стані рівноваги (в стаціонарному режимі)  $U_{вх} = 0$ . Оскільки вхідний опір підсилювача також великий, то можна вважати, що струм джерела сигналу  $I_d$  протікає лише через резистор  $R_2$ , спад напруги на якому за рахунок цього струму

$$U_{R_2} = I_2 R_2 = -I_d R_2 = -E_d (R_2 / R_1). \quad (6.3)$$

Оскільки потенціал у точці  $A$ , де додаються струми, практично дорівнює нулю, то

$$U_{\text{вих}} = U_{R_2} = -E_d (R_2/R_1), \quad (6.4)$$

звідки одержимо коефіцієнт підсилення ОП з врахуванням того, що коефіцієнт передачі напруги зворотного зв'язку  $\beta_U = R_1/R_2$ ,

$$K_{\text{пУз}} = U_{\text{вих}}/E_d = -R_2/R_1 = -(1/\beta_U). \quad (6.5)$$

Знак «—» у рівнянні (6.5) вказує на інвертування фази (полярності) вхідного сигналу.

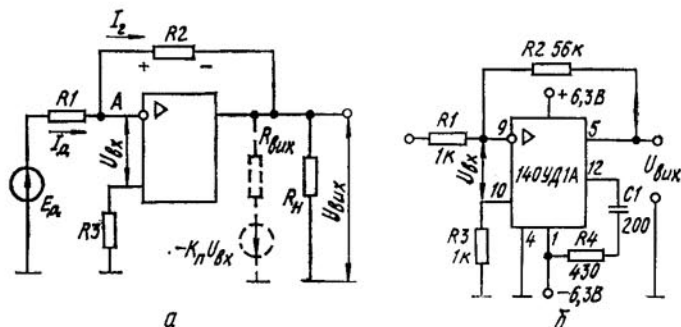


Рис. 6.12

Вхідний і вихідний опори такої моделі в першому наближенні визначаються рівняннями

$$R_{\text{вх}} \approx R_1; \quad R_{\text{вих}} = 0. \quad (6.6)$$

Співвідношення (6.3)—(6.6) для реального ОП виконуються з деякими наближеннями.

На рис. 6.12, б зображена принципова схема підсилювального каскаду на мікросхемі 140УД1А. При вказаних номіналах навісних компонентів схеми підсилення відбувається в смузі частот до 2МГц з коефіцієнтом підсилення 60, що досить точно відповідає формулі (6.5). Ланцюжок  $C1, R4$  призначений для корекції частотної характеристики підсилювача.

Модель неінвертуючого ввімкнення ОП показана на рис. 6.13, а. Напруга зворотного зв'язку, що знімається з подільника напруги  $R1, R2$ , пропорційна вихідній напрузі підсилювача

$$U_{\text{зз}} = U_{\text{вих}} R_2 / (R_1 + R_2) = \beta_U U_{\text{вих}}. \quad (6.7)$$

Беручи до уваги, що коефіцієнт підсилення ідеального ОП визначається рівнянням (6.5), для неінвертуючого підсилювача одержимо

$$K_{\text{пУ}} = 1/\beta_U = (R_1 + R_2)/R_2 = 1 + R_1/R_2. \quad (6.8)$$



Якщо  $R_1 = 0$ , то  $K_{пу} = 1$ ,  $R_{вх} = R_2$  і ОП стає неінвертуючим повторювачем напруги. Однак такий повторювач передає постійну напругу, не вносячи додаткового зсуву фази.

Вхідний опір реального неінвертуючого підсилювача з врахуванням зворотного зв'язку великий:

$$R_{вх} = R_{вх.м} (1 + \beta U K_{пу}), \quad (6.9)$$

де  $R_{вх.м}$  — власний вхідний опір мікросхеми;  $K_{пу}$  — коефіцієнт підсилення мікросхеми без зворотного зв'язку.

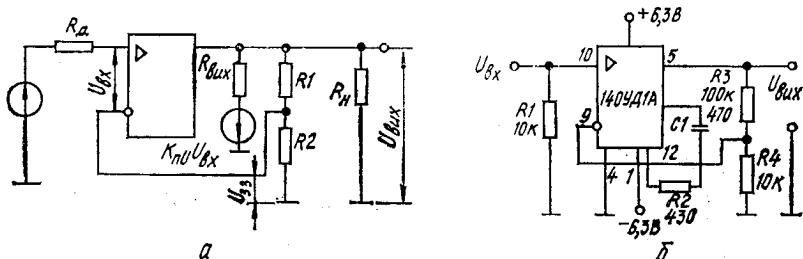


Рис. 6.13

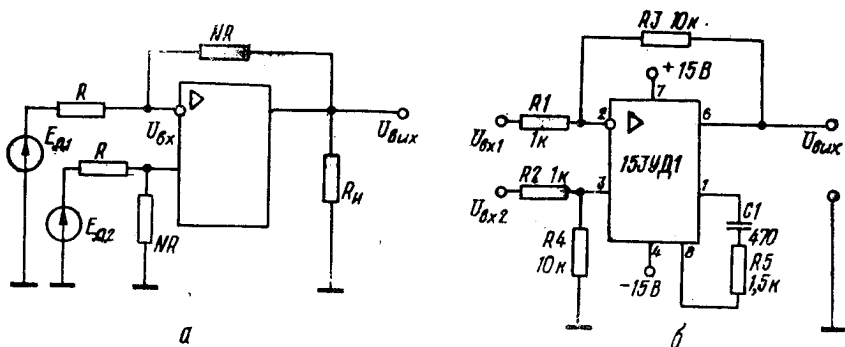


Рис. 6.14

Вихідний опір реального неінвертуючого підсилювача

$$R_{вих} = R_{вих.м} [1/(1 + \beta U K_{пу})], \quad (6.10)$$

де  $R_{вих.м}$  — власний вихідний опір мікросхеми.

Принципова схема неінвертуючого підсилювача змінного струму на мікросхемі 140УД1А показана на рис. 6.13, б. Верхня частота смуги пропускання підсилювача така сама, як і в підсилювачі на рис. 6.12, б.

Диференційне ввімкнення ОП (рис. 6.14, а) поєднує інвертуючу та неінвертуючу схеми. Вмикання ОП, як у диференційному підсилювачі, призначене для підсилення різниці напруги  $E_{д1} - E_{д2}$ . Для

того, щоб одержати рівняння коефіцієнта передачі схеми, врахуємо, що струми джерел сигналів не розгалужуються на входи підсилювача, а різниця напруг між входами ОП  $U_{вх}^+ - U_{вх}^- \approx 0$ , тобто  $U_{вх}^+ \approx U_{вх}^-$ . При цьому для схеми справедлива система рівнянь  $(E_{д1} - U_{вх})/R = (U_{вх} - U_{вих})/NR$ ,  $U_{вх}^+ = E_{д2}NR/[R(N+1)] = NE_{д2}/(N+1)$ , розв'язок якої

$$U_{вих} = N(E_{д2} - E_{д1}). \quad (6.11)$$

Отже, коефіцієнт передачі ОП з диференційним входом визначається відношенням  $U_{вих}/(E_{д2} - E_{д1})$  і дорівнює сталому коефіцієнту  $N$ , що враховує співвідношення між значеннями зовнішніх опорів.

На рис. 6.14, б показано принципову схему диференційного вмикання ОП на мікросхемі 153УД1 з  $K_{пу} = 10$ . Співвідношення опорів резисторів  $R_1, R_3$  та  $R_2, R_4$  підтверджують правильність теоретичних висновків і формулу (6.11).

#### 6.8. РОЗВ'ЯЗУЮЧІ ПРИСТРОЇ НА СТАНДАРТНИХ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ

У радіовимірювальних пристроях, апаратурі обробки сигналів часто необхідно виконувати різні функції при замиканні виходу ОП на інвертуючий вхід з допомогою пасивних ланцюжків негативного зворотного зв'язку. Проводячи аналіз ОП, впливом власних параметрів підсилювача (з врахуванням того, що  $K_{пу}$  та  $R_{вх}$  достатньо великі, а  $R_{вих}$  достатньо мале) можемо знехтувати. Вважаємо також, що ланцюжки корекції забезпечують необхідне підсилення і смугу пропускання в замкнутому контурі підсилювача.

**Суматор з багатьма входами.** На вхід суматора (рис. 6.15, а) від декількох джерел з вихідними опорами  $R_1, R_2, R_3 \dots$  надходять вхідні сигнали  $U_{д1}, U_{д2}, U_{д3} \dots$ . Крім того, на вхід підсилювача (точка А) через опір зворотного зв'язку  $R_{зз}$  підводиться частина вихідної напруги  $U_{вих}$ . При цьому необхідно враховувати, що невеликий вихідний опір підсилювача є складовою частиною опору  $R_{зз}$ . Напруги на вході підсилювача під дією вхідних сигналів  $U_{д1}, U_{д2}, U_{д3}, U_{вих}$  визначаються відповідно виразами

$$\begin{aligned} U_{вх1} &= U_{д1} (R_{\Sigma}/R_1); & U_{вх2} &= U_{д2} (R_{\Sigma}/R_2); \\ U_{вх3} &= U_{д3} (R_{\Sigma}/R_3); & U_{вх.зз} &= U_{вих} (R_{\Sigma}/R_{зз}), \end{aligned}$$

де  $R_{\Sigma} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_{зз}$ .

Сумарна напруга на вході підсилювача (точка А)

$$U_{вх} = R_{\Sigma} (U_{д1}/R_1 + U_{д2}/R_2 + U_{д3}/R_3 + U_{вих}/R_{зз}). \quad (6.12)$$

З урахуванням того, що для інвертуючого підсилювача справедливе співвідношення  $U_{\text{вх}} = -(U_{\text{вих}}/K_{\text{пУ}})$  і  $K_{\text{пУ}} \rightarrow \infty$ , з рівняння (6.12) після невеликих перетворень одержимо

$$U_{\text{вих}} = (-R_{33}/R) (U_{\text{д1}} + U_{\text{д2}} + U_{\text{д3}}), \quad (6.13)$$

де  $R_1 = R_2 = R_3 = R$ ;  $R_{33}/R$  — ваговий коефіцієнт.

Коли схема на рис. 6.15, а має  $n$  ідентичних входів, рівняння (6.13) можна записати у вигляді

$$U_{\text{вих}} = -(R_{33}/R) \sum_{i=1}^n U_{\text{дi}}.$$

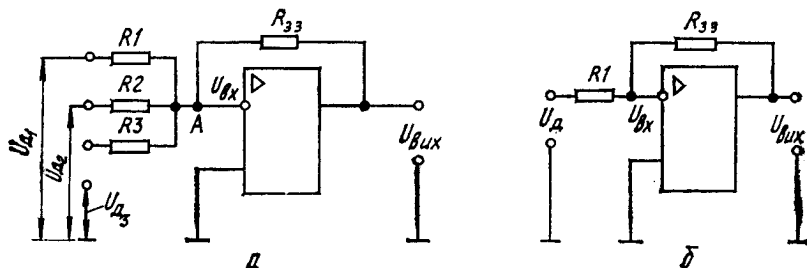


Рис. 6.15

Таким чином, вихідна напруга в розглянутій схемі пропорційна сумі входніх напруг.

**Масштабний підсилювач** застосовують для зміни масштабу електричної величини множенням входнього сигналу на деякий сталий коефіцієнт. Якщо в схемі на рис. 6.15, а  $R_2 = R_3 = \infty$  (підсилювач з одним входом), то одержимо схему (рис. 6.15, б), для якої рівняння (6.13) набуває вигляду

$$U_{\text{вих}} = -(R_{33}/R_1) U_{\text{д}},$$

що відповідає призначенню підсилювача. Рівень вихідної напруги (масштаб) установлюється співвідношенням опорів  $R_1$  і  $R_{33}$ , тобто ваговим коефіцієнтом.

**Логарифмуючий підсилювач.** Щоб одержати логарифмічну передавальну характеристику, в коло негативного зворотного зв'язку ОП вмикають  $p$ — $n$ -перехід (рис. 6.16, а), вольт-амперна характеристика якого описується рівнянням

$$i = I_0 (e^{U/\varphi_T} - 1). \quad (6.14)$$

Для ідеального ОП  $I_R = I_{\text{д}}$  ( $R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$  і струму на вході ОП немає), а  $U_{\text{вх}\Sigma} = 0$  ( $K_{\text{пУ}} \rightarrow \infty$  і в схемі існує повний негативний зворотний зв'язок). Враховуючи це, при  $e^{U/\varphi_T} \gg 1$  маємо

$$U_{\text{д}}/R = I_0 e^{U_{\text{вих}}/\varphi_T},$$

звідки

$$U_{\text{вих}}/\varphi_T = \ln(U_{\text{д}}/I_0 R). \quad (6.15)$$

Переходимо до десяткового логарифма відносно  $U_{\text{вих}}$ :

$$U_{\text{вих}} = k \lg (U_{\text{д}}/I_0 R), \quad (6.16)$$

де  $k = 2,3 \text{ ф.т.}$

Таким чином, схему, подану на рис. 6.16, а, можна використати для виконання операції логарифмування напруги джерела вхідного сигналу.

**Диференціюючий підсилювач.** Для виконання операції диференціювання напруги джерела вхідного сигналу застосовують диференцію-

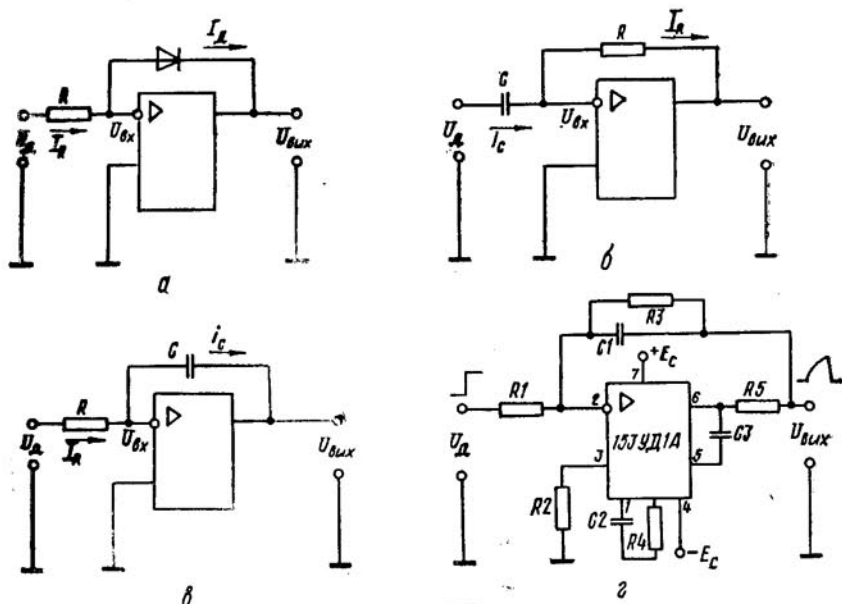


Рис. 6.16

ючий підсилювач (рис. 6.16, б). В цій схемі практично вся напруга  $U_{\text{д}}$  джерела вхідного сигналу прикладена до конденсатора  $C$ , оскільки, як і для попередньої схеми,  $U_{\text{вхз}} = 0$ . Тому струм, що протікає через конденсатор,

$$i_C = C (dU_{\text{д}}/dt). \quad (6.17)$$

Через те, що струму на вході ідеального ОП немає, то  $i_C = i_R$  і

$$U_{\text{вих}} = i_R R = -RC (dU_{\text{д}}/dt), \quad (6.18)$$

де  $RC$  — стала часу.

**Інтегруючий підсилювач** (рис. 6.16, в), вихідна напруга якого пропорційна інтегралу від вхідної напруги, можна створити замінивши активний опір  $R$  зворотного зв'язку (рис. 6.16, б) реактивним еле-

ментом (конденсатором  $C$ ). Під час перехідного процесу в колі  $RC$ , що відбувається після подачі на вхід схеми сигналу  $U_d$  (наприклад, у вигляді стрибка напруги), підсилювач працює в лінійному режимі. Цьому режимові відповідає процес інтегрування. Оскільки для ідеального ОП  $K_{пу} \rightarrow \infty$ , то в схемі існує повний негативний зворотний зв'язок ( $U_{вх\Sigma} = 0$ ) і струм, що протікає через резистор  $R$ ,

$$i_R = U_d / R. \quad (6.19)$$

З тієї самої причини, що і в диференціаторі,  $i_G = -i_R$  і напруга на конденсаторі, або, що те саме, на виході підсилювача ( $U_{вх\Sigma} = 0$ ) визначається формулою

$$U_{вих} = U_G = \frac{1}{C} \int i_C dt = -\frac{1}{C} \int i_R dt = -\frac{1}{RC} \int U_d dt. \quad (6.20)$$

Якщо до входу ОП прикласти напругу в вигляді стрибка із сталою амплітудою  $U_d$ , то

$$U_{вих} = U_d t / RC, \quad (6.21)$$

де  $RC$  — стала часу інтегратора.

Інтегруючий підсилювач працює на низьких частотах аж до частоти  $f_H = 0$ , тому його можна використати для одержання лінійно-змінної напруги як низькочастотної ланки оптимальної обробки сигналу або допоміжного високочастотного генератора пилкоподібної напруги (рис. 6.16, з).

## Розділ 7. ГЕНЕРАТОРИ ГАРМОНІЧНИХ КОЛИВАНЬ

Підсилювальними пристроями, розглянутими в попередніх розділах, керують електричні сигнали, які надходять від датчика або попереднього кільця схеми. Але повинні існувати такі кола, від яких можна діставати електричні коливання (сигнали) без будь-якої керуючої дії ззовні — це кола електронних генераторів, складені за схемою із зворотним зв'язком. Така схема працює в автоколивальному режимі, тобто на її виході створюються періодичні коливання (зміни вихідної величини) при відсутності вхідного збудження.

### 7.1. КЛАСИФІКАЦІЯ ТА ПРИЗНАЧЕННЯ ГЕНЕРАТОРІВ ГАРМОНІЧНИХ КОЛИВАНЬ

Генератором гармонічних коливань називають електронний пристрій, який перетворює електричну енергію джерела постійного струму в енергію незатухаючих синусоїдальних коливань заданої частоти

та потужності. До складу генератора входить активний елемент та частотно-вибіркова система (чотириполюсник).

Як активні елементи використовують транзистори, інтегральні підсилювачі (особливо операційні) та тунельні діоди, які мають відрізок від'ємного опору на вольт-амперній характеристиці. Гармонічні коливання в генераторах підтримуються частотно-вибірковими чотириполюсниками: резонансними LC-контуром або іншими резонуючими елементами (кварци, об'ємні резонатори і т. ін.) або за допомогою фазуючих RC-кіл, що їх вмикають у коло зворотного зв'язку підсилювачів. Тому розрізняють *LC-генератори* і *RC-генератори* гармонічних коливань.

Внутрішньою класифікаційною ознакою генераторів гармонічних коливань є принцип керування режимом їх роботи. За цією ознакою розрізняють *генератори з незалежним збудженням*, режимом роботи яких керують від зовнішнього джерела сигналу, і *генератори з самозбудженням* — автогенератори. Схеми LC-генераторів з незалежним збудженням по суті не відрізняються від схем резонансних підсилювачів, але характеризуються значно більшим рівнем потужності, яка виділяється в навантаженні.

В залежності від генерованих частот генератори гармонічних коливань поділяють на *низькочастотні* (0,01 ... 100 кГц), *високочастотні* (0,1 ... 100 МГц) і *надвисокочастотні* ( $> 100$  МГц). У пристроях промислової електроніки використовуються в основному низькочастотні та високочастотні генератори. Їх застосовують у вимірювальних та регулюючих пристроях, у пристроях живлення технологічних установок ультразвукової обробки матеріалів, а також як задавальні генератори.

## 7.2. УМОВИ САМОЗБУДЖЕННЯ АВТОГЕНЕРАТОРІВ

Як відзначалось в п. 4.4, при оховаті підсилювача позитивним зворотним зв'язком останній самозбуджується, оскільки коефіцієнт підсилення на певних частотах досягає нескінченно великого значення. Така схема працює в автоколивальному режимі і є автогенератором. При цьому основною ознакою автогенератора є частота генерування коливань, тобто частота перетворення постійної напруги джерела живлення схеми в коливання змінної напруги. Таким чином, автогенератор гармонічних коливань являє собою підсилювальну ланку з коефіцієнтом підсилення  $K_{пв}$ , охоплену позитивним зворотним зв'язком з коефіцієнтом передачі за напругою  $\beta_U$  (рис. 7.1).

Для напруги, що знімається з виходу кола зворотного зв'язку, можемо записати:

$$\dot{U}_{зз} = \beta_U \dot{U}_{вих}. \quad (7.1)$$

В свою чергу, напруга на виході генератора

$$\dot{U}_{\text{вих}} = \dot{K}_{\text{пу}} \dot{U}_{\text{зз}}, \quad (7.2)$$

або з урахуванням (7.1)

$$\dot{U}_{\text{вих}} = \dot{K}_{\text{пу}} \dot{\beta}_U \dot{U}_{\text{вих}}. \quad (7.3)$$

Отже, сталі коливання існуватимуть у схемі за умови, що

$$\dot{K}_{\text{пу}} \dot{\beta}_U = 1. \quad (7.4)$$

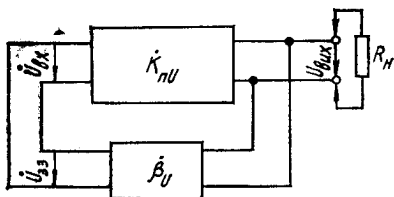


Рис. 7.1

При  $\dot{K}_{\text{пу}} \dot{\beta}_U > 1$  амплітуда коливань безперервно зростає.

Умову (7.4) можемо записати так:

$$K_{\text{пу}} \beta_U \exp [j(\varphi_K + \varphi_\beta)] = 1. \quad (7.5)$$

Через те, що  $\dot{K}_{\text{пу}} \dot{\beta}_U$  — величина комплексна, то процес самозбудження автогенератора, який описується рівнянням (7.5), можемо подати у вигляді двох умов:

$$K_{\text{пу}} \beta_U = 1; \quad (7.6)$$

$$\varphi_K + \varphi_\beta = 2\pi n. \quad (7.7)$$

Рівняння (7.6) показує, що для існування автоколивань, послаблення сигналу, яке вноситься колом зворотного зв'язку, повинно компенсуватися підсилювачем. Ця умова відображає процес балансу амплітуд.

Рівняння (7.7) відображає процес балансу фаз, при якому зсув фаз у замкнутому колі автоколивальної системи повинен дорівнювати  $2\pi n$ , де  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Для генерації коливань синусоїдальної форми система автогенератора повинна мати частотно-вибірковий чотириполюсник, який створює умови балансу фаз та амплітуд на тій самій частоті.

Розвиток та установлення коливального процесу в автогенераторі (за умови виконання балансу фаз) можна пояснити за допомогою графічних побудов (рис. 7.2). Тут зображені амплітудна характеристика власне підсилюючого кола  $\dot{K}_{\text{пу}} = \dot{U}_{\text{вих}} / \dot{U}_{\text{вх}}$  та пряма зворотного зв'язку  $\dot{\beta} = \dot{U}_{\text{вх}} / \dot{U}_{\text{вих}}$ , що характеризує ослаблюючий вплив ланки зворотного зв'язку.

Якщо на вхід підсилюючого кола з будь-яких причин діє сигнал з амплітудою напруги  $U_{\text{вх1}}$ , то після підсилення в  $K_{\text{пу}}$  раз на виході підсилювача з'явиться сигнал з амплітудою  $U_{\text{вих1}}$ . Ця напруга, ослаблена в  $\beta_U$  раз, створить на вході підсилювача напругу  $U_{\text{вх2}}$ , яка дасть на виході нову напругу. Описаний процес повторюється

доти, поки амплітуда вихідного сигналу не досягне сталого значення  $U_{ст}$  (точка А, рис. 7.2, а), при якому виконується умова (7.6). З цього ж рисунка видно також, що через нелінійність амплітудної характеристики, обумовленої нелінійністю характеристик транзистора, коефіцієнт підсилення підсилювального кола з ростом рівня вихідного сигналу зменшується. Отже, для процесу розвитку автоколивань умова (7.6) запишеться у вигляді  $K_{пу}\beta_U > 1$ , а умова балансу амплітуд

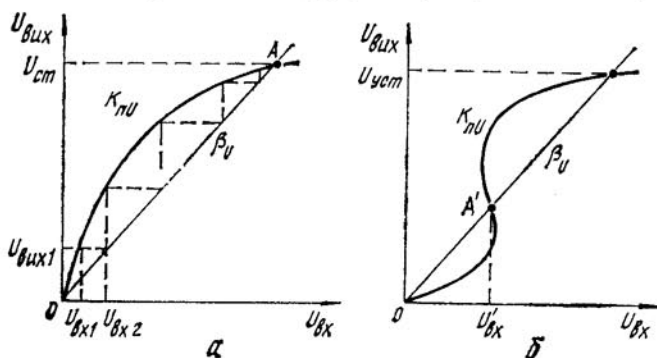


Рис. 7.2

в загальному вигляді

$$K_{пу}\beta_U \geq 1. \quad (7.8)$$

У виразі (7.8) знак нерівності відображає процес розвитку автоколивань, а знак рівності — сталий процес. Таким чином, амплітуда сталих автоколивань обмежується нелінійністю характеристик транзистора.

З рис. 7.2, а випливає також, що після подання до схеми генератора напруги живлення автоколивання розвиваються при дії на вхід підсилювального кола нескінченно малих імпульсів, що їх завжди створюють шуми. Такий режим роботи автогенератора називають м'яким режимом самозбудження.

При виборі положення робочої точки на нелінійній ділянці статичної характеристики транзистора амплітудна характеристика має вигляд, показаний на рис. 7.2, б. В цьому випадку коливання з'являються, коли на вході підсилювального кола діє поштовх напруги не меншій ніж  $U'_{вх}$ . Такий режим виникнення гармонічних коливань називають жорстким режимом самозбудження.

### 7.3. LC-АВТОГЕНЕРАТОРИ

У схемі автогенератора с резонансним LC-контуром (рис. 7.3, а) використовується індуктивний зв'язок обмотки резонансного контура  $L_k C_k$ , що є навантаженням однокаскадного підсилювача за схемою



ЗЕ, з другою обмоткою  $L_b$ , ввімкненою в коло збудження підсилювача (в коло бази). Елементи  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_E$  та  $C_E$  призначені для забезпечення режиму за постійним струмом і його термостабілізації. Опори  $r_k$  та  $r_b$  враховують активні втрати відповідно в контурній і базовій обмотках. За рахунок конденсатора  $C$ , реактивний опір якого на частоті генерації незначний, заземлюється один кінець базової обмотки.

Опір контура на резонансній частоті має чисто активний характер і дорівнює  $L_k/r_k C_k$ . Тому при дії на базу сигналу змінного струму

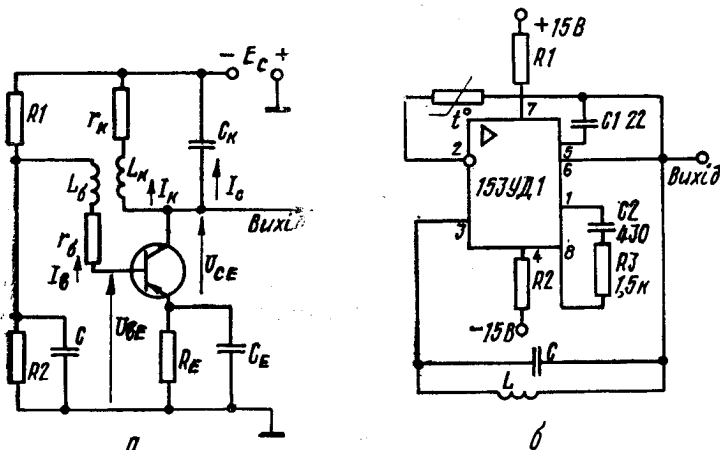


Рис. 7.3

(виникає із флюктуаційних шумів) з частотою, що дорівнює частоті резонансу, напруга на колекторі буде зсунута за фазою на 180 ел. град. (як для каскаду підсилення за схемою ЗЕ). Оскільки базова і контурна обмотки мають взаємну індуктивність, змінна напруга на базовій обмотці  $U_{BE}$  за рахунок струму  $I_k$ , що протікає через контурну обмотку  $L_k$ , дорівнює  $\pm j\omega M I_k$ , де  $M$  — коефіцієнт взаєміндукції. Якщо вибрати напрям намотки котушок таким, щоб  $U_{BE} = -j\omega M I_k$ , то загальний фазовий зсув у замкнутому колі підсилювач — ланка зворотного зв'язку дорівнює нулю, що забезпечує виконання умови балансу фаз.

Мінімальне підсилення, що забезпечує виконання умови балансу амплітуд на резонансній частоті (частоті генерації)

$$h_{21E} = h'_{11E} r'_k C_k / M + M / L'_k, \quad (7.9)$$

де  $r'_k$  і  $L'_k$  — опір активних втрат і індуктивність коливального контура з врахуванням паралельно ввімкненої вихідної провідності транзистора.

Таким чином, щоб одержати стійкий автоколивальний процес з частотою коливань

$$f_r = 1/2\pi \sqrt{L'_k C_k}, \quad (7.10)$$

необхідно вибрати транзистор, у якого параметр  $h_{21E}$  не менший розрахованого за формулою (7.9).

Високі технічні показники мають  $LC$ -автогенератори гармонічних коливань, в яких використані як підсилювальні ланки операційні підсилювачі. В зв'язку з надлишковістю коефіцієнта підсилення таких підсилювачів є можливість, крім позитивного зворотного зв'язку через частотно-вибірковий резонансний контур, вводити досить глибокий негативний зворотний зв'язок, що суттєво підвищує стабільність частоти вихідних коливань.

Один з типових варіантів  $LC$ -автогенератора на операційному підсилювачі типу 153УД1 зображений на рис. 7.3, б. У цій схемі  $LC$ -контур ввімкнений в коло позитивного зворотного зв'язку між виходом (вивід 6) і неінвертуючим входом (вивід 3) ОП. Ввімкнення в коло негативного зворотного зв'язку між виходом і інвертуючим входом підсилювача (вивід 2) терморезистора забезпечує високий рівень стабілізації амплітуди і частоти вихідних коливань.

#### 7.4. RC-АВТОГЕНЕРАТОРИ

Технічні характеристики  $LC$ -автогенераторів у діапазоні низьких частот суттєво знижуються, оскільки згідно з виразом (7.10) непомірно збільшуються індуктивність і ємність коливального контура. Це призводить до збільшення омичного опору обмотки котушки і струмів витоку конденсатора, зниженню добротності коливального контура і стабільності частоти автогенератора. Тому в автогенераторах гармонічних коливань низькочастотного діапазону використовують частотно-вибіркові кола з елементів  $R$  та  $C$  і, в залежності від створюваного ними зсуву фази на квазірезонансній частоті, інвертуючі або неінвертуючі підсилювачі.

На відміну від резонансної частоти  $\omega_0$  коливального  $LC$ -контура для частотно-вибіркових  $RC$ -кіл частоту  $\omega_0$ , кратну  $n$ , де  $n = 0$  або  $1$ , називають квазірезонансною частотою. Такі автогенератори називають  $RC$ -генераторами. За габаритними і ваговими характеристиками в області частот від частин герца до десятків кілогерц вони мають значні переваги перед  $LC$ -автогенераторами.

Структурна схема  $RC$ -автогенератора аналогічна схемі, показаній на рис. 7.1. Для того, щоб із всього можливого спектра частот автогенератор генерував лише одну гармонічну складову, умови самозбудження генератора (формули (7.6), (7.7)) повинні виконуватися на цій частоті.

Як фазуючі використовують кола, що складаються з простих Г-подібних  $RC$ -ланок (звичайно трьох або чотирьох). На рис. 7.4, а зображений триланковий ланцюжок, так звана  $R$ -паралель, а на рис. 7.4, б — його частотна і фазова характеристики. Як видно з рис. 7.4, б на квазірезонансній частоті фазовий зсув  $\varphi_\beta$  для цього ланцюжка дорівнює 180 ел. град., а коефіцієнт передачі напруги  $\beta_U = \dot{U}_{\text{вих}}/\dot{U}_{\text{вх}}$  має дійсне значення  $\beta_0$ , що дорівнює  $1/29$ . При цьому ква-

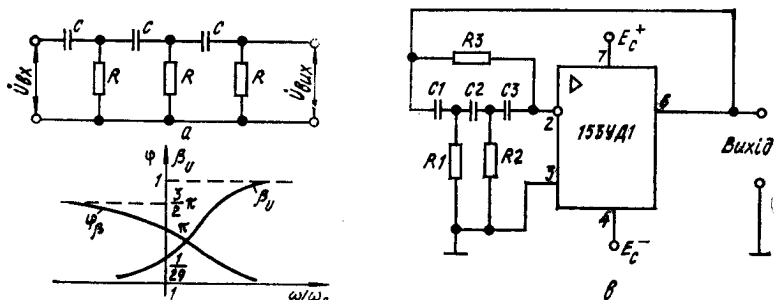


Рис. 7.4

зірезонансна частота ланцюжка визначається параметрами  $R$  і  $C$ .

$$f_0 = \omega_0/2\pi = 1/2\pi RC\sqrt{6}. \quad (7.11)$$

Таким чином, підсилювальний каскад із зсувом фази напруги підсилюваного сигналу на 180 ел. град. за допомогою триланкового ланцюжка  $R$ -паралель може генерувати гармонічні коливання з частотою  $f_0$  (формула 7.11), якщо його коефіцієнт підсилення перевищує 29, що відповідає також виконанню умови балансу амплітуд (формула (7.6)).

Для чотириланкового ланцюжка  $R$ -паралель  $\beta_0 = 1/18,4$ . Тому коефіцієнт підсилення підсилювальної ланки  $RC$ -генератора може бути меншим ( $K_{\text{пу}} \geq 18,4$ ). Подальше збільшення числа ланок фазуючого ланцюжка не дає суттєвого зменшення затухання, ускладнюючи схему.

На рис. 7.4, в показана схема  $RC$ -генератора на ОП 153УД1 з фазуючим ланцюжком  $R$ -паралель. Оскільки фазуючий  $RC$ -ланцюжок увімкнений між виходом і інвертуючим входом ОП, загальний фазовий зсув у замкнутій петлі дорівнює 360 ел. град., що забезпечує виконання балансу фази без утруднення в зв'язку з надлишковістю коефіцієнта підсилення ОП. Великий вхідний і малий вихідний опори ОП дозволяють здійснювати режим практично ідеального узгодження фазуючого ланцюжка з підсилювальною ланкою. При цьому частота генерації з достатньою точністю визначається формулою (7.11).

Найбільш часто застосовують  $RC$ -автогенератори, що використовують послідовно-паралельний частотно-вибірковий  $RC$ -ланцюжок

(рис. 7.5, а). Квazірезонансна частота для цього ланцюжка

$$f_0 = \omega_0/2\pi = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}, \quad (7.12)$$

і коефіцієнт передачі напруги на квazірезонансній частоті

$$\beta_{U_0} = U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}} = 1/(1 + R_1/R_2 + C_2 C_1). \quad (7.13)$$

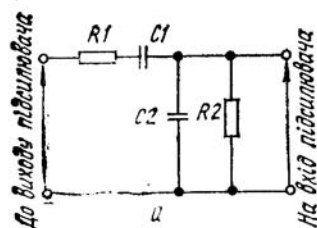


Рис. 7.5

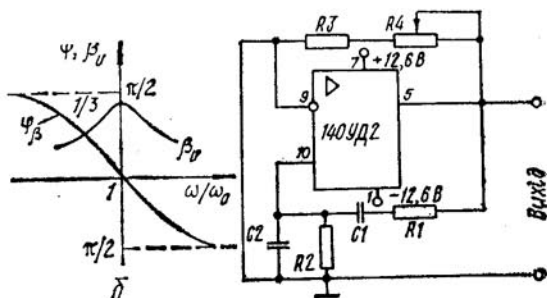


Рис. 7.6

Через те, що дуже часто  $R_1 = R_2 = R$  і  $C_1 = C_2 = C$ , співвідношення (7.12) і (7.13) для цього випадку відповідно мають вигляд

$$f_0 = 1/2\pi RC; \quad \beta_{U_0} = 1/3.$$

Оскільки коефіцієнт передачі напруги  $\beta_{U_0}$  — величина позитивна, зсув фази вхідного сигналу на квazірезонансній частоті відсутній ( $\phi_\beta = 0$ , див. рис. 7.5, б). Таким чином, для виконання умов самозбудження підсилювальна ланка RC-генератора повинно забезпечувати фазовий зсув  $\phi_k = 2\pi n$ , де  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ , оскільки  $\phi_\beta = 0$  і коефіцієнт підсилення більше трьох ( $\beta_{U_0} K_{\text{пУ}} \geq 1$ ). Цим самим задовольняються умови балансу фаз і амплітуд.

Схема RC-автогенератора з послідовно-паралельним фазуючим RC-колом, в якому застосовано стандартний операційний підсилювач 140УД2, зображена на рис. 7.6. Фазуюче RC-коло ввімкнене між виходом (вивід 5) і неінвертуючим входом (вивід 10) ОП, тому загальний фазовий зсув за замкненою петлею дорівнює нулю, що забезпечує баланс фаз. Коло частотно-незалежного негативного зворотного зв'язку (з виходу підсилювача на інвертуючий вхід 9) для підвищення якості роботи і технічних показників автогенератора регульоване за рахунок резистора R4.

### 7.5. СТАБІЛІЗАЦІЯ ЧАСТОТИ ВИХІДНИХ КОЛИВАНЬ В АВТОГЕНЕРАТОРАХ

Частота генерованих коливань визначається не лише параметрами коливального контура або фазуючого  $RC$ -ланцюжка, але і параметрами інших активних і пасивних елементів схеми. Зміни у будь-якому з них, зумовлені дестабілізуючими факторами, призводять до зміни частоти генерування. Основними дестабілізуючими факторами є: коливання температури навколишнього середовища, коливання напруги джерела живлення, зміни атмосферного тиску і вологості, старіння елементів у часі, зміни навантаження автогенератора.

Стабільність частоти оцінюють абсолютною нестабільністю  $\Delta f$ , що являє собою різницю між номінальною частотою  $f_{\text{ном}}$  і її новим значенням після дії дестабілізуючого фактора, або відносною нестабільністю  $\Delta f/f$ , що виражається в мільйонних частинах або процентах. Відносною нестабільністю користуються для порівняння генераторів різного призначення або таких, що працюють у різних діапазонах частот. Стабільність частоти автогенератора тим вища, чим більша добротність вибіркового ланцюжка.

Для збільшення добротності частотно-вибіркового чотириполюсника (коливальних контурів, фазуючих  $RC$ -кіл) слід знижувати активні втрати в котушках індуктивності при їх проектуванні, а також забезпечувати великий запас підсилення в підсилювальних ланках автогенераторів. Остання обставина не лише сприяє підвищенню добротності частотно-вибіркового  $RC$ -чотириполюсника, але і дозволяє вводити частотно-незалежні кола негативного зворотного зв'язку, які знижують нестабільність частоти і покращують інші показники автогенераторів.

Високу стабільність частоти мають автогенератори з кварцовою стабілізацією. В таких автогенераторах використовують кварцеві резонатори з п'єзоелектричними властивостями. Еквівалентна схема кварцового резонатора показана на рис. 7.7, а. Він складається з кварцового елемента, що являє собою моноблок природного або штучного кварцу у вигляді пластинки із спеціально орієнтованими відносно кристалографічної осі поверхнями, електродів і кварцотримача. Кварцовий елемент з електродами у вигляді металізованих плівок і кварцотримачем розташовують у герметизованому металічному або скляному балоні електронно-вакуумних ламп пальчикової серії.

Якщо до кварцової пластинки підвести змінну напругу, то вона здійснюватиме механічні коливання, частота яких залежить лише від розмірів і виду вирізу пластинки. Оскільки розміри пластинки сталі, то і частота коливань стала. Механічні коливання кварцу, в свою чергу, збуджують власні електричні коливання. Коли власна частота кварцу збігається з частотою прикладеної до пластинки напруги, настає явище резонансу, і амплітуди механічних коливань максимальні. Добротність кварцового резонатора  $Q_{\text{кв}}$  становить  $(2 \dots 6) \cdot 10^6$ ,

чого неможливо досягти в контурі із зосередженими параметрами.

У схемі кварцового автогенератора (рис. 7.7, б) як підсилювальну ланку використано операційний підсилювач 140УД1, в коло позитивного зворотного зв'язку якого (з виходу 5 на неінвертуючий вхід 10) ввімкнений кварцовий резонатор, настроєний на частоту резонансу напруг. У коло негативного зворотного зв'язку ОП увімкнені резистор  $R2$  і канал польового транзистора  $VT$  для стабілізації амплітуди ви-

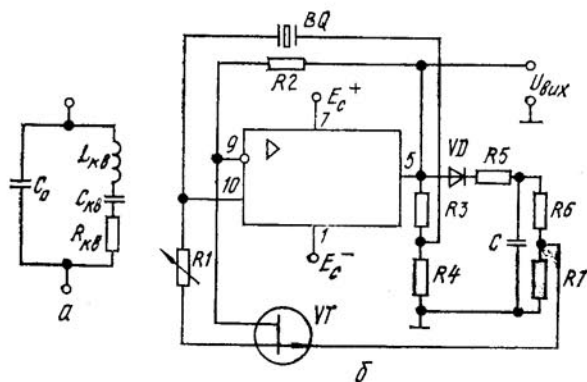


Рис. 7.7

хідних коливань. Керує польовим транзистором вихідна напруга автогенератора, випрямлена діодом  $VD$  і згладжена фільтром  $R5C$ . Вона знімається з подільника напруги  $R6, R7$ . Резистор  $R1$ , що регулює глибину позитивного зворотного зв'язку, призначений для встановлення допустимих нелінійних спотворень вихідного сигналу.

Для зменшення нестабільності частоти, зумовленої зміною параметрів елементів схеми автогенератора за рахунок зміни умов навколишнього середовища (температури, вологості, тиску і т. д.), застосовують високостабільні резистори, конденсатори і котушки індуктивності коливальних контурів і фазуючих ланцюжків.

## Розділ 8. ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ НА ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМАХ

### 8.1. ОСОБЛИВОСТІ ІМПУЛЬСНОГО РЕЖИМУ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

Електронні пристрої, які працюють не безперервно, а в переривчастому дискретному режимі, тривалість якого сумірна з тривалістю перехідних процесів, називають імпульсними.

Імпульсні пристрої застосовують для формування імпульсів заданої форми, тривалості та полярності з синусоїдальних коливань та імпульсів іншої форми за допомогою лінійних та нелінійних електричних кіл; генерування імпульсів необхідної форми та параметрів імпульсними релаксаційними генераторами; керування імпульсами, що зв'язане з визначенням часового положення імпульсів, а також з тим-

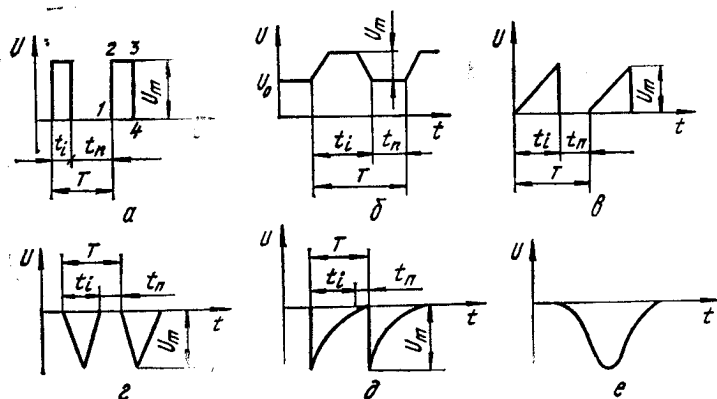


Рис. 8.1

часовою затримкою імпульсів, їх синхронізацією, лічною, розподілом та ін.

Під імпульсом розуміють короточасну зміну напруги (струму) в електричному колі від нуля або деякого сталого рівня  $U_0$  ( $I_0$ ), тривалість якої сумірна або менша тривалості перехідних процесів в цьому колі.

Якщо сигнал триває довше, ніж перехідний процес в електричному колі, то режим роботи його під час дії сигналу вважається ustalеним, а сам сигнал для цього кола не є імпульсним.

Імпульси мають різну форму: прямокутну, трапецеїдальну, пилкоподібну, трикутну, експоненційну, дзвоноподібну (рис. 8.1).

Розрізняють відеоімпульси, які являють собою короточасну зміну напруги (струму) в колі постійного струму (рис. 8.2, а), та радіоімпульси — короточасні пакети високочастотних коливань напруги або струму (рис. 8.2, б), огинаюча яких має форму відеоімпульсу. Відеоімпульси можуть бути позитивної (рис. 8.1, а—в) або негативної (рис. 8.1, г—е) полярності, а також різнополярними (рис. 8.2, а).

Як періодична послідовність (див. рис. 8.1, а—д) імпульси характеризуються такими параметрами: періодом і частотою повторення, тривалістю паузи, шпаруватістю та коефіцієнтом заповнення. Періодом повторення імпульсів  $T$  називають інтервал часу між початком (кінцем) двох сусідніх однополярних імпульсів. Величина, зворотна

періоду повторення, називається частотою повторення (слідування) імпульсів, тобто  $F = 1/T$ . Тривалістю паузи  $t_n$  називають інтервал часу між закінченням одного та початком наступного однополярних імпульсів:  $t_n = T - t_i$ . Шпаруватість імпульсів  $q$  характеризується відношенням періоду повторення до тривалості імпульсу:  $q = T/t_i$ . Величину, зворотну шпаруватості, називають коефіцієнтом заповнення імпульсів:  $\gamma = t_i/T$ . Шпаруватість — величина безрозмірна і завжди

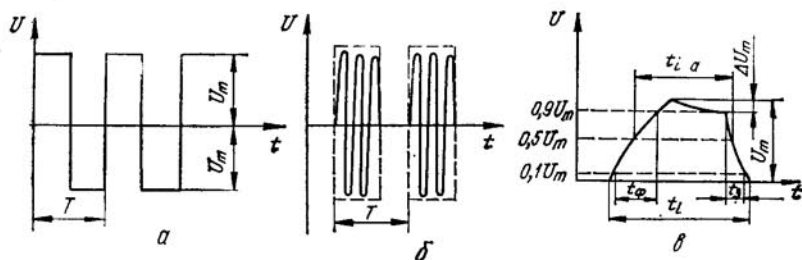


Рис. 8.2

більша за одиницю. Вона є енергетичною характеристикою імпульсного пристрою, оскільки відображає можливість накопичення великих енергій та потужностей за час порівняно великої паузи між імпульсами та генерування цієї енергії під час короткого імпульсу.

Періодична послідовність імпульсів має великі інформаційні можливості. Інформація про параметри будь-якого об'єкта, виробу, електричного або неелектричного процесу заноситься до імпульсного сигналу за допомогою час-імпульсного або число-імпульсного методів. У першому випадку носієм інформації є тривалість імпульсів, в другому — число імпульсів у заданому інтервалі часу.

Крім параметрів періодичної послідовності імпульсів, є також параметри форми імпульсів. Характерними ділянками імпульсу, що визначають його форму, є (див. рис. 8.1, а): фронт 1—2, вершина 2—3, зріз 3—4. У імпульсів різних форм окремих ділянок може не бути. Кількісну оцінку форми імпульсів та властивостей його окремих ділянок розглянемо на прикладі реального імпульсу прямокутної форми (рис. 8.2, в). Параметри форми імпульсів: амплітуда імпульсу  $U_m$ , тривалість імпульсу  $t_i$ , тривалість фронту  $t_f$ , тривалість зрізу  $t_s$ , спад вершини імпульсу  $\Delta U_m$ .

Амплітудою імпульсу називають найбільшу напругу (струм) імпульсного сигналу. В інформаційних імпульсних пристроях амплітуда імпульсів лежить в межах від десятих частин до сотень вольт (від частин міліампера до частин ампера).

Тривалість імпульсу визначається відрізком часу між моментами виникнення та зникнення імпульсу. Тривалість реального імпульсу виміряти важко. Її заміряють на рівні  $0,1 U_m$  або  $0,5 U_m$ , рахуючи від



основи. Тривалість імпульсу для останнього випадку називають активною тривалістю  $t_{ia}$ , оскільки результат впливу імпульсу на електричне коло реально виявляється при досягненні ним рівня, близького до 50 %. У пристроях промислової електроніки тривалість імпульсів  $10^{-9} \dots 1$  с.

Тривалість фронту визначається часом зростання імпульсу, а тривалість зрізу — часом спаду імпульсу. Інтервали часу, які відповідають тривалості фронту  $t_f$  та зрізу  $t_s$  імпульсу, відраховують відповідно між рівнями  $0,1 U_m$  —  $0,9 U_m$  та  $0,9 U_m$  —  $0,1 U_m$ . Це є активні тривалості фронту та зрізу імпульсу, які становлять 5 ... 20 %. Чим менше відношення  $t_f/t_i$  та  $t_s/t_i$ , тим ближче реальна форма імпульсу до прямокутної й тим доброякісніший процес обміну інформацією в імпульсних пристроях.

Спад вершини імпульсу  $\Delta U_m$  відбувається від недосконалості формувачів та генераторів імпульсів. Бажано, щоб спад був по можливості якнайменший. Іноді замість абсолютного визначають відносний спад  $\Delta U_m/U_m$ . У деяких імпульсах (експоненційних, трикутних та ін.) плоска вершина відсутня, і в точці вершини фронт переходить одразу в зріз.

Інформаційні імпульсні пристрої формують імпульси за допомогою лінійних та нелінійних кіл з пасивними та активними елементами. На вхід таких кіл подають сигнали синусоїдальної або несинусоїдальної форми; на виході отримують імпульси із заданими параметрами. Найпростішими є лінійні кола, які диференціюють та інтегрують, формують лінії з розподіленими та зосередженими параметрами. Найпростіші нелінійні формуючі кола — це електронні ключі-обмежувачі та ін. У складніших формувачах імпульсів використовують нелінійні пристрої із самозбудженням або із зовнішнім запуском. В обох випадках параметри генерованих імпульсів та енергетичні показники пристроїв залежать від параметрів елементів самого генератора та типу схеми. У генераторів із зовнішнім запуском вхідний сигнал керує лише моментом виникнення генерації, а далі генерація імпульсу відбувається за рахунок внутрішніх процесів у схемі.

Обидва типи генераторів належать до більшого класу імпульсних пристроїв, які називаються регенеративними. Регенеративні пристрої характеризуються позитивним зворотним зв'язком, який викликає лавинні процеси в схемі та призводить до стрибкоподібної зміни стану схеми, чи то до стрибків напруги та струму. До регенеративних імпульсних пристроїв належать тригери, мультівібратори, одновібратори, блокінг-генератори та ін.

## 8.2. КЛЮЧОВИЙ РЕЖИМ РОБОТИ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

Основою усіх схем імпульсної техніки є ключова схема, яка являє собою транзисторний підсилювальний каскад, що працює у ключовому режимі. Транзистор у ключовій схемі (рис. 8.3, а) виконує функцію

безконтактного ключа в послідовному колі з резистором  $R_C$  та джерелом живлення  $E_C$ . Якість такого ключа визначається здебільшого залишковою напругою на транзисторі в замкненому (відкритому) стані, а також залишковим струмом транзистора у вимкнутому (закритому) стані.

Аналіз процесів у схемі транзисторного ключа легко проводити графоаналітичним методом, скориставшись лінією  $ab$  навантаження

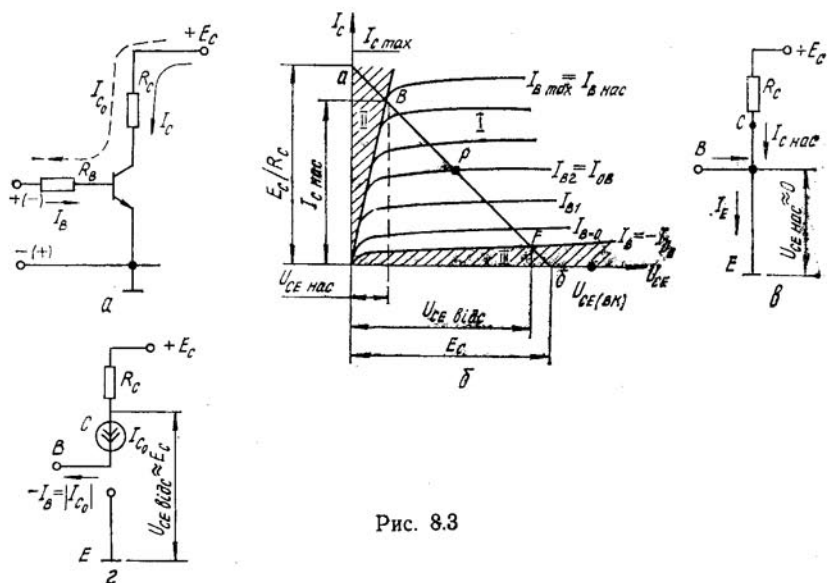


Рис. 8.3

постійним струмом (рис. 8.3, б), збудованою на ряді статистичних характеристик транзистора при опорі навантаження  $R$  та напрузі джерела живлення  $E_C$ . Ключова схема виконана на транзисторі за схемою із 3Е.

Якщо робоча точка  $p$  не виходить за межі ділянки  $BF$  навантажувальної прямої, то такий режим роботи транзистора називають лінійним або підсилювальним. При цьому зі зміною вхідного (базового) струму пропорційно змінюється вихідний (колекторний) струм. На рис. 8.3, б лінійний режим відзначений як активна область  $I$ . Якщо вхідний струм досягне  $I_{Bmax} = I_{Bнас}$  (точка  $B$  на рис. 8.3, б), то подальше підвищення не призведе до зростання колекторного струму, який досягає струму насичення  $I_{Cнас}$ . При цьому напруга на колекторі  $U_{CEнас}$  невелика (звичайно кілька десятків мілівольт), отже,  $U_{CEнас} \ll E_C$ . Параметр  $I_{Bнас}$  називають струмом бази на межі насичення. У режимі насичення на вхід подається відкриваючий позитивний стрибок напруги  $U_{вх}$  (полярність показана без дужок на

рис. 8.3, а), емітерний та колекторний переходи транзистора зміщуються у прямому напрямі. Тому умова насичення транзистора, виражена через напругу, має вигляд

$$U_{BE} > 0; \quad U_{BC} > 0, \quad (8.1)$$

а транзистор можна зобразити у вигляді замкненого ключа (рис. 8.3, в). Зі схеми видно, що транзистор в режимі насичення можна розглядати як еквівалентну точку з однаковими потенціалами всіх електродів. Безперечно, в цьому випадку струми в транзисторі визначаються лише параметрами зовнішніх елементів схеми. Умовою насичення транзистора, яка виражена через струм, є нерівність

$$I_B \geq I_{B\text{нас}} = I_{C\text{нас}} / h_{21E}. \quad (8.2)$$

При цьому струм колектора в режимі насичення

$$I_{C\text{нас}} = (E_C - |U_{CE\text{нас}}|) / R_C \approx E_C / R_C \quad (8.3)$$

визначається лише напругою джерела живлення та опором навантаження і не залежить від вибору транзистора. Струм бази в режимі насичення з урахуванням виразу (8.2) має вигляд

$$I_{B\text{нас}} = I_{C\text{нас}} / h_{21E} = \frac{E_C - |U_{CE\text{нас}}|}{h_{21E} R_C} \approx \frac{E_C}{h_{21E} R_C}. \quad (8.4)$$

Для кількісної оцінки глибини насичення використовують параметр, що називається ступенем насичення,

$$K_{\text{нас}} = I_B / I_{B\text{нас}}, \quad (8.5)$$

звідки отримуємо умову насичення з урахуванням нерівності (8.2)

$$K_{\text{нас}} \geq 1. \quad (8.6)$$

Область насичення II (рис. 8.3, б) розміщується зліва від некеро ваної ділянки статистичної колекторної характеристики. Для збереження нормального теплового режиму в транзисторі струм  $I_{C\text{нас}}$  не повинен перевищувати максимально допустимий струм колектора  $I_{C\text{max}}$ .

Тривалість ввімкнення транзистора (фронту сформованого імпульсу)

$$t_{\phi} = \tau_{h21E} \ln [K_{\text{нас}} / (K_{\text{нас}} - 1)], \quad (8.7)$$

де  $\tau_{h21E} = 1/\omega_{h21E} = 1/2\pi f_{h21E}$  — стала часу перехідного процесу в транзисторі з ЗЕ;  $f_{h21E}$  — гранична частота підсилення транзистора. З формули випливає, що тривалість ввімкнення найменша тоді, коли найбільший ступінь насичення  $K_{\text{нас}}$  транзистора або чим більший відкриваючий струм бази  $I_B$ . Область відсічки III (рис. 8.3, б) відповідає закритому стану транзистора, який можна зобразити схема-

тично як розімкнений ключ (коло емітера вимкнуте) (рис. 8.3, з). Закритий стан транзистора досягається зміщенням емітерного та колекторного переходів у зворотному напрямі. Тому умову відсічки транзистора можна записати у вигляді

$$U_{BE} \leq 0; \quad U_{BC} \leq 0. \quad (8.8)$$

У режимі відсічки на вхід підсилювального каскаду подається закриваючий негативний стрибок напруги  $U_{вх}$  (на рис. 8.3, а полярність показана в дужках). Коли обидва переходи транзистора зміщені в зворотному напрямі, через них протікають лише зворотні некеровані струми. При цьому в колекторному колі протікає струм  $I_C = I_{C0}$ , а в базовому —  $I_B = -I_{C0}$ , змінюючи напрям. Струмом емітера нехтуємо. Напруга на колекторі закритого транзистора.

$$U_{CE\text{відс}} = E_C - I_{C0}R_C. \quad (8.9)$$

Виходячи з того, що  $E_C \gg I_{C0}R_C$ , вважаємо, що  $U_{CE\text{відс}}$  дорівнює напрузі джерела живлення.

Тривалість процесу вмикання транзистора (розімкнення ключа) значною мірою визначається часом розсмоктування надлишкових носіїв заряду в його базі. Коли концентрація надлишкових носіїв більша за глибину насичення транзисторів, то час розсмоктування

$$t_p = \tau_{h21E} \ln K_{\text{нас}} \quad (8.10)$$

можна зменшити, знижуючи ступінь насичення транзистора.

Тривалість процесів вмикання та вимикання транзистора визначає швидкість транзистора в ключовому режимі. Головною особливістю ключового режиму (режиму відсічки та насичення) є некерованість колекторного струму транзистора.

### 8.3. ІМПУЛЬСНИЙ РЕЖИМ РОБОТИ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ. КОМПАРАТОРИ

Для використання операційних підсилювачів в аналогових пристроях промислової електроніки (підсилювачі, генератори гармонічних коливань та ін.) вхідний сигнал повинен мати такий рівень, щоб використовувати нахилені ділянки кривих передавальної характеристики ОП (див. рис. 6.2, б), коли вихідна напруга пропорційно залежить від вхідної. В імпульсному режимі роботи рівні вхідного сигналу перевищують значення, які відповідають лінійній області передавальної характеристики. При цьому вихідна напруга досягає  $U_{\text{вих max}}^+$  або  $U_{\text{вих max}}^-$ . Ці рівні вихідної напруги є сталими (сприяюча умова для формування незмінної вершини імпульсу) і майже дорівнюють напругам джерел живлення  $E_C^+$  та  $E_C^-$  операційного підсилювача. Незмінність означених рівнів за величиною обумовлена незмінністю за величиною гори-

зонтальних ділянок кривих передавальної характеристики ОП, які відповідають режиму повністю закритого (режим відсічки) або повністю відкритого (режим насичення) транзистора вихідного каскаду (найчастіше емітерний повторювач) операційного підсилювача.

Таким чином, операційний підсилювач, як і поодинокий біполярний транзистор, може працювати як у лінійному, так і в імпульсному режимі.

Імпульсні пристрої на ОП працюють в компараторному режимі, коли порівнюються дві напруги, що надходять до входів (або на один

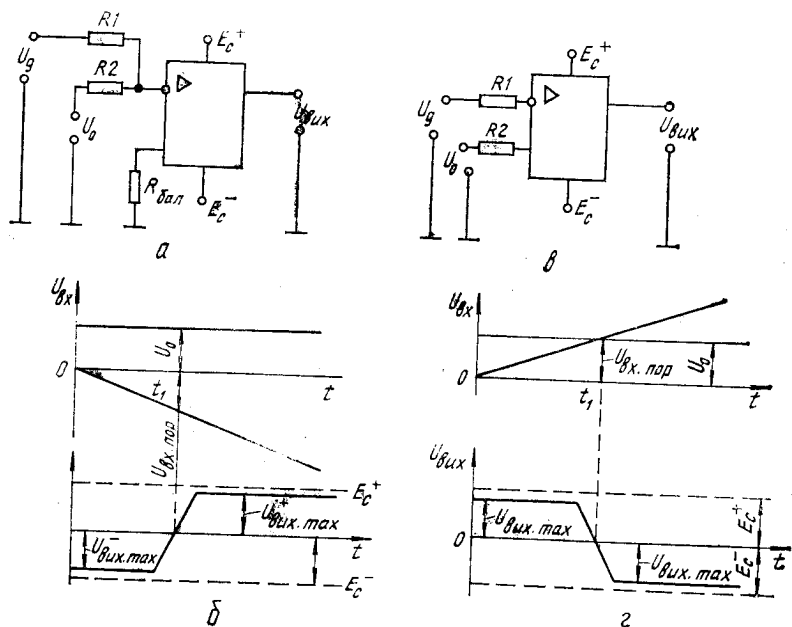


Рис. 8.4

вхід) підсилювача — вхідна, що змінюється, і опорна. Опорна напруга позитивної або негативної полярності незмінна за величиною. Коли вхідна напруга досягає рівня опорної, на виході ОП відбувається зміна полярності напруги, наприклад, з  $U_{вих.мах}^-$  на  $U_{вих.мах}^+$ .

**Компаратори напруги.** Компараторне ввімкнення ОП використовують для порівняння напруги джерела сигналів  $U_d$  з опорним сигналом  $U_0$ . Компараторний режим ОП частіше застосовують без зовнішніх кіл негативного зворотного зв'язку, подаючи порівнювані сигнали на один або обидва входи підсилювача.

Для порівняння різнополярних напруг на вході використовують одновходовий компаратор (рис. 8.4, а), в якому опорний сигнал та

той, що досліджується, надходять до інвертуючого входу ОП. В інтервалі часу  $0 - t_1$  (рис. 8.4, б) виконується нерівність  $|U_d| < |U_0|$ , тому  $U_{вх} > 0$  і напруга на виході компаратора  $U_{вих} = U_{вих\max} \approx E_c$  (напруга на вході, що її інвертує ОП, і на його виході різнополярні). В момент часу  $t_1$  вхідний сигнал досягає порогового значення  $U_d = U_{вх.пор} = U_0 R_1 / R_2$ .

Після цього (якщо  $t > t_1$ ) перевищує його за абсолютним значенням, яке відповідає негативному потенціалу на інвертуючому вході

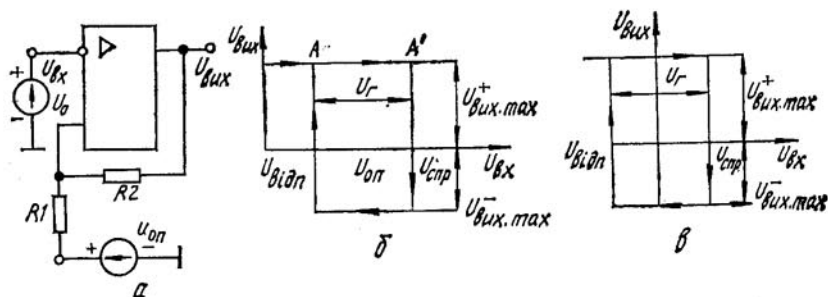


Рис. 8.5

ОП ( $U_{вх} < 0$ ), що супроводжується перемиканням компаратора в інший стан, в якому  $U_{вих\max} \approx E_c^+$ . Моментів часу, коли виконується рівність  $U_d = U_{вх.пор}$ , відповідає нестійкий лінійний режим підсилювача компаратора. При цьому нахил передавальної характеристики визначається власним коефіцієнтом підсилення  $K_{пу}$ . Тому відсутність в ОП негативного зворотного зв'язку сприяє підвищенню швидкості перемикання компаратора.

В двохходовому компараторі (рис. 8.4, в), сигнали, які порівнюють, надходять до обох входів ОП. Тому стан виходу компаратора (полярність вихідної напруги) визначається великою за рівнем напругою одного з входів, що відображено передавальною характеристикою компаратора (рис. 8.4, г). При рівності вхідних напруг (момент часу  $t_1$ ) вихідна напруга компаратора дорівнює нулю аналогічно роботі інтегрального ОП. Рівень вхідної напруги компаратора обмежується припустимою синфазною напругою ОП.

Для побудови генераторів релаксаційних коливань операційний підсилювач в компараторному режимі охоплюють позитивним зворотним зв'язком. Схема компаратора з ланкою позитивного зворотного зв'язку  $R1, R2$ , ввімкненою між виходом операційного підсилювача та неінвертуючим входом, зображена на рис. 8.5, а, а його передавальна характеристика — на рис. 8.5, б. Передавальна характеристика має вигляд пускової характеристики гістерезисного типу, яка властива пристроям з позитивним зворотним зв'язком та двома

стійкими станами рівноваги. Пристрій стрибком переходить у стан  $U_{\text{вихмах}}^-$  під впливом вхідної напруги  $U_{\text{вх}}$  та досягненням ним напруги (порогу) спрацьовування  $U_{\text{спр}}$ . Повернення пристрою в початковий стан  $U_{\text{вихмах}}^+$  відбувається при зменшенні  $U_{\text{вх}}$  до напруги (порога) відпускання  $U_{\text{відп}}$ . Ширина області гістерезису характеризується напругою гістерезису  $U_{\text{г}} = U_{\text{спр}} - U_{\text{відп}}$ . Ділянки  $AA'$  та  $BB'$  гістерезисної характеристики відповідають двом стійким станам рівноваги схеми, а точки  $A'$  і  $B'$  — пороговим значенням вхідної напруги.

Прийнявши  $U_0 = U_{\text{вх}} - U_{\text{оп}} = 0$ , в схемі на рис. 8.5, а для порогових напруг запишемо:

$$U_{\text{спр}} = U_{\text{оп}} + \frac{U_{\text{вихмах}}^+ - U_{\text{оп}}}{R_1 + R_2} R_1; \quad (8.11)$$

$$U_{\text{відп}} = U_{\text{оп}} - \frac{U_{\text{вихмах}}^- - U_{\text{оп}}}{R_1 + R_2} R_1. \quad (8.12)$$

Скориставшись рівністю (8.11) та (8.12) для напруги гістерезису, отримуємо

$$U_{\text{г}} = U_{\text{спр}} - U_{\text{відп}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{\text{вихмах}}^+ + U_{\text{вихмах}}^-). \quad (8.13)$$

Якщо в схемі на рис. 8.5, а джерело опорної напруги відсутнє (нижній кінець резистора  $R_1$  заземлений), то передавальна гістерезисна характеристика симетрична відносно осі ординат (рис. 8.5, в). При цьому напругу спрацьовування, відпускання та гістерезису можна обчислити з формул (8.11)—(8.13), прийнявши в них  $U_{\text{оп}} = 0$ .

Основним показником операційних підсилювачів, що працюють в імпульсному режимі, є їх швидкодія, яка оцінюється затримкою спрацьовування та часом зростання вихідної напруги. Найбільшу швидкодію мають спеціалізовані операційні підсилювачі, що отримали загальну назву «Компаратори», які призначені для імпульсного режиму роботи. Затримка спрацьовування (час затримки вихідного імпульсу) таких мікросхем менше 1 мкс, а час зростання вихідної напруги — соті частини мікросекунди.

#### 8.4. ДИФЕРЕНЦІЮЮЧІ ТА ІНТЕГРУЮЧІ ЛАНЦЮЖКИ

Схеми формування та генерування імпульсів найчастіше мають лінійні  $RC$ -кола, які вводяться штучно (зарядно-розрядні кола, що хронометрують, кола, що диференціюють та ін.) або існують самостійно в схемі (ємності  $p$ — $n$ -переходів, паразитні ємності і т. д.). Розглянемо найбільш широко застосовувані  $RC$ -кола, що диференціюють та інтегрують.

**Диференціюючі ланцюжки** — це кола, в яких напруга на виході

пропорційна похідній напруги входу:

$$U_{\text{вих}} = a (dU_{\text{вх}}/dt). \quad (8.14)$$

Диференціюючі ланцюжки застосовуються для диференціювання сигналів будь-якої форми, у тому числі й гармонічних. При цьому розв'язують дві основні задачі перетворення сигналів: отримання імпульсів дуже малої тривалості (вкорочення імпульсів), які використовують для запуску керованих перетворювачів електроенергії, три-

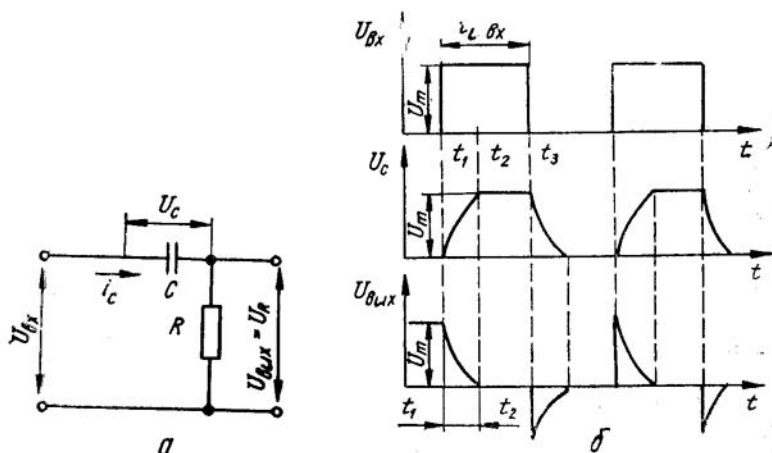


Рис. 8.6

герів, одновібраторів та інших пристроїв; виконання математичної операції диференціювання (отримання похідної в часі) складних функцій, заданих у вигляді електричних сигналів, що часто зустрічається в обчислювальній техніці, апаратурі авторегулювання та ін.

Схема ємнісного диференціюючого кола показана на рис. 8.6, а. Вхідна напруга  $U_{\text{вх}}$  прикладається до всього кола, а вихідна знімається з резистора  $R$ . Струм, що протікає через конденсатор, зв'язаний з напругою на ньому відомим співвідношенням  $i_c = C (dU_c/dt)$ . Враховуючи, що той же самий струм протікає через резистор  $R$ , запишемо вихідну напругу:

$$U_{\text{вих}} = i_c R = RC (dU_c/dt) = RC \frac{d(U_{\text{вх}} - U_{\text{вих}})}{dt}. \quad (8.15)$$

Якщо  $U_{\text{вих}} \ll U_{\text{вх}}$ , що справедливо, коли спад напруги на резисторі  $R$  набагато менший за напругу  $U_c$ , то рівність (8.15) можна записати у наближеному вигляді:

$$U_{\text{вих}} \approx RC \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}, \quad (8.16)$$



що відповідає виразу (8.14). Співвідношення  $U_{\text{вих}} \ll U_{\text{вх}} \approx U_C$  виконується, якщо опір резистора  $R$  багато менший за реактивний опір конденсатора, тобто  $R \ll 1/\omega C$  (для сигналу синусоїдальної форми) та  $R \ll 1/\omega_b C$ , де  $\omega_b$  — частота вищої гармоніки імпульсного сигналу. Отже, для отримання  $RC$ -кола необхідно обрати елементи  $R$  та  $C$  достатньо малими, щоб справджувалося співвідношення  $RC \ll T$ , де  $T$  — період вхідної напруги. Для імпульсів напруги має виконуватися нерівність  $RC \ll t_{\text{вх}}$ , де  $t_{\text{вх}}$  — тривалість вхідного імпульсу.

Фізичні явища в ємнісному диференціюючому колі розглянемо для випадку, коли на вхід кола впливає періодична послідовність імпульсів прямокутної форми (рис. 8.6, б). В момент часу  $t_1$  напруга на вході кола стрибком досягає значення  $U_{\text{вх}} = U_m$ . Враховуючи, що напруга на конденсаторі миттєво змінитися не може і в початковий момент дорівнює нулю (рис. 8.6, б), вся вхідна напруга прикладається до резистора  $R$  ( $U_{\text{вих}} = U_R = U_m$ ).

В подальшому конденсатор  $C$  за час  $t_1 < t < t_2$  заряджається експоненційно струмом, що зменшується. При цьому напруга на конденсаторі збільшується, а на резисторі  $R$  спадає так, що в кожному момент часу сума напруги на конденсаторі та резисторі дорівнює прикладеній напрузі, тобто  $U_C + U_R = U_m$ .

Протягом інтервалу часу  $t \geq 3RC$  (момент часу  $t_2$ ) конденсатор зарядиться практично до напруги, що дорівнює прикладеній напрузі  $U_m$ ,  $U_R$  зменшиться до нуля, а зарядний струм припиниться. Завершується формування вихідного позитивного гострокінцевого імпульсу тривалістю  $t_i \approx 3RC$ , який має скінчену амплітуду  $U_m$ . Конденсатор починає розряджатися. Його напруга повністю прикладена до резистора  $R$ . Оскільки в початковий момент ця напруга дорівнює  $U_m$ , через резистор протікає струм розрядження конденсатора  $i_C = U_m/R$ . Напряму струму розрядження протилежний напрямку зарядного струму, тому полярність напруги на резисторі змінюється. Під час розрядження конденсатора напруга на ньому зменшується, а разом з нею зменшується спад напруги на резисторі  $R$ . Внаслідок цього формується імпульс негативної полярності тієї ж тривалості, оскільки стала часу кола розрядження дорівнює сталій часу кола зарядження. Вплив наступних імпульсів періодичної послідовності аналогічний. Таким чином, диференціювання супроводжується скороченням тривалості імпульсів.

Необхідно зауважити, що для скорочення імпульсу при дотриманні умови  $RC \ll t_{\text{вх}}$  достатньо, щоб  $t_{\text{вх}} > (4 \dots 5) RC$ .

Тривалість фронтів прямокутних імпульсів, що надходять на вхід диференціюючого кола реального електронного пристрою, відмінна від нуля. Тому амплітуда скорочених вихідних імпульсів завжди менша від  $U_m$ . Для збільшення амплітуди скорочених імпульсів необхідно зменшити тривалість фронтів ( $t_{\text{ф}}$ ,  $t_3$ ) вхідних імпульсів прямокутної форми.

**Інтегруючі ланцюжки** — це кола, в яких вихідна напруга пропорційна інтегралу за часом від вхідної напруги:

$$U_{\text{вих}} = a \int U_{\text{вх}} dt. \quad (8.17)$$

Відмінності кіл, що інтегрують (рис. 8.7, а), від тих, що диференціюють, в тому, що вихідна напруга знімається з конденсатора. Використовують кола, що інтегрують, для отримання лінійно змінюваних

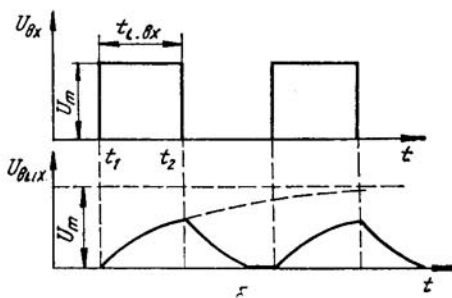
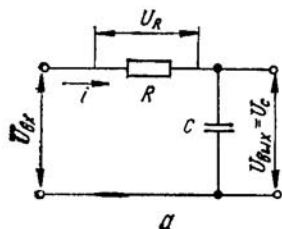


Рис. 8.7

пилкоподібних напруг. Напруга на виході інтегруючого кола

$$U_{\text{вих}} = U_C = \frac{1}{C} \int i dt.$$

Коли напруга на конденсаторі  $C$  незначна порівняно зі спадом напруги на резисторі  $R$ , тобто  $U_{\text{вих}} = U_C \ll U_R$ , то струм  $i$  в колі пропорційний вхідній напрузі, яка прикладається до всього кола. Тому  $i = U_{\text{вх}}/R$  та

$$U_{\text{вих}} \approx \frac{1}{RC} \int U_{\text{вх}} dt, \quad (8.18)$$

що відповідає рівності (8.17). Безперечно, що умова інтегрування виконується при  $R \gg 1/\omega C$  ( $RC \gg 1/\omega$ ) для синусоїдального сигналу та при  $RC \gg t_{\text{вх}}$  для імпульсного.

Розглянемо фізичні процеси в інтегруючому колі, коли на його вхід впливає періодична послідовність імпульсів прямокутної форми (рис. 8.7, б). Якщо стала часу кола мала ( $\tau \ll t_{\text{вх}}$ ), то вихідна напруга фактично відтворює форму вхідних імпульсів, тому що конденсатор встигає практично повністю зарядитися за час, який становить малу частину тривалості імпульсу. В цьому випадку умова інтегрування не виконується. При виконанні умови інтегрування ( $\tau \gg t_{\text{вх}}$ ) в момент надходження імпульсу ( $t = t_1$ ) на вхід кола вся вхідна напруга прикладена до резистора, а напруга на конденсаторі дорівнює нулю. За

період часу  $t_1 - t_2$  конденсатор повільно заряджається, а напруга на ньому повільно збільшується. В момент закінчення вхідного імпульсу ( $t = t_2$ ) напруга на конденсаторі не встигає досягти напруги  $U_m$ . По закінченні вхідного імпульсу конденсатор так само повільно розряджається. Таким чином, на емісному виході кола будуть виділятися розтягнуті імпульси, які мають форму експоненційної пилки. Точність інтегрування тим вища й тим ближча до лінійного закону зміни вихідної напруги, чим краще виконується нерівність  $\tau/t_{\text{вх}} \gg 1$ .

## 8.5. ЕЛЕКТРОННІ КЛЮЧІ

Електронними ключами називаються нелінійні елементи, вольт-амперні характеристики яких мають вигляд нелінійних функцій, а процеси описуються нелінійними рівняннями різного вигляду. Нелінійним елементом електронного ключа є напівпровідниковий прилад (діод, транзистор), нелінійний опір якого — змінна величина. В електронних ключах транзистори працюють в ключовому режимі (див. п. 8.2). Електронний ключ (рис. 8.8. а, б) виконує операції вмикання та вимикання різних електронних кіл після подачі керуючих сигналів. Тому режим роботи ключа характеризується одним з двох станів: «ввімкнено» — «вимкнено». Якщо ключ розімкнутий, то  $U_{\text{вих}} = E$  та  $i = 0$ . У цьому стані електронний ключ перебуває до моменту часу  $t_1$  (рис. 8.8, в). В замкненому стані ключа  $U_{\text{вих}} = 0$ ,  $i = E/R$ . В обох

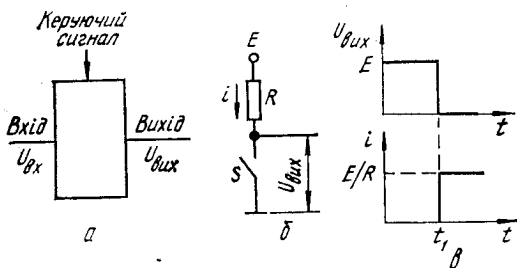


Рис. 8.8

станах електронний ключ вважається ідеальним, тобто опір ( $R_{\text{пр}}$ ) замкнутого ключа дорівнює нулю, а розімкнутого ( $R_{\text{звор}}$ ) — нескінченності, що недосяжно.

**Транзисторні ключі.** Робота транзистора в ключовому режимі (див. п. 8.2) характеризується тим, що зі збільшенням ступеня насиченості зменшується тривалість вмикання (див. рівність (8.7)), але одночасно помітно збільшується тривалість вимикання внаслідок збільшення часу розсмоктування (рівність (8.10)). Збільшити швидкодію можна, якщо зменшити ступінь насиченості  $K_{\text{нас}}$  транзистора або використати ненасичений ключ.

На рис. 8.9, а показана схема ненасиченого транзисторного ключа з фіксацією колекторної напруги на рівні  $E_{оп} > U_{нас}$  при  $E_{оп} \ll E_C$ , де  $E_{оп}$  — джерело опорної фіксованої напруги. Коли  $U_{вх} = 0$ , транзистор VT та діод VD закриті. Напруга на колекторі транзистора  $U_C = -E_C$ . Це є вихідний стан транзисторного ключа.

При подаванні вхідного імпульсу напруги негативної полярності струми бази  $I_B$  та колектора  $I_C$  починають збільшуватися, а напруга  $U_C$  за абсолютною величиною зменшується. Збільшення струму ко-

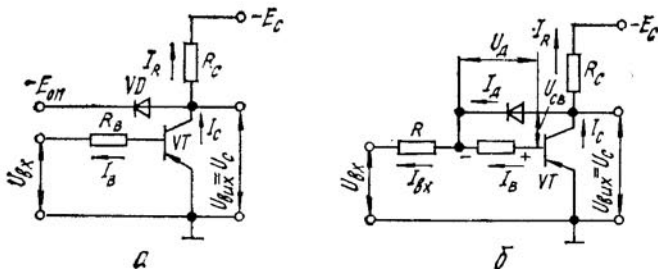


Рис. 8.9

лектора відбувається за рахунок джерела колекторної напруги  $E_C$ . В момент досягнення напругою  $U_C$  напруги опорного джерела  $E_{оп}$  діод VD відкривається, і напруга на колекторі фіксується. Подальше збільшення струму бази  $I_B$  призводить до збільшення струму колектора  $I_C$ , але лише за рахунок опорного джерела  $E_{оп}$ . Струм колектора  $I_C$  при цьому може перевищити струм насичення  $I_{Cнас}$ , але струм через резистор  $R_C$  залишається незмінним  $I_R = (E_C - E_{оп})/R_C \leq I_{Cнас}$ , тобто транзистор не насичується.

Після вимикання ключа напруга на колекторі залишається незмінною й дорівнює  $-E_{оп}$  доки колекторний струм не зменшиться до величини, що дорівнює  $I_R$ , а діод VD не закриється. Це викликає затримку зміни колекторної напруги, яка може виявитися порівняною з часом розсмоктування  $t_p$ . Тому в ключі з діодною фіксацією дуже важливо, щоб колекторний струм не перевищував струм насичення  $I_{Cнас}$ . Останнє накладає обмеження на амплітуду вхідних імпульсів напруги або струму. Недолік ключа з діодною фіксацією — менша амплітуда вихідної напруги  $U_{вих} \approx E_C - E_{оп}$ . Для усунення цього необхідно (при заданому  $U_{вих}$ ) збільшувати напругу джерела живлення  $E_C$ .

Ще більшу швидкість мають транзисторні ключі з нелінійним зворотним зв'язком, у яких за рахунок дії зворотного зв'язку насичення транзистора відсутнє. Елементом, що регулює ступінь негативного зворотного зв'язку, є діод VD (рис. 8.9, б). Принцип дії таких ключів ґрунтується на обмеженні базового та колекторного струмів на рівні, близькому до їх граничних значень  $I_{Bнас}$  та  $I_{Cнас}$ .

У вихідному стані  $U_{вх} \geq 0$  і транзистор VT закритий. Вхідним

струмом  $I_{вх}$  знехтуємо, спад напруги на резисторі  $R_B$  близький до нуля, а напруга  $U_{CB}$  закритого транзистора близька до  $-E_C$ .

Негативний стрибок напруги  $U_{вх}$  у вхідному колі відкриває транзистор і збільшує струм  $I_{вх} = I_B$ . Одночасно збільшується за експоненційним законом колекторний струм  $I_C = h_{21E} I_{вх}$ . Напруга на резисторі  $R_B$  також збільшується за абсолютною величиною, а  $U_{CB}$  зменшується. Враховуючи полярність цих напруг, зворотна напруга

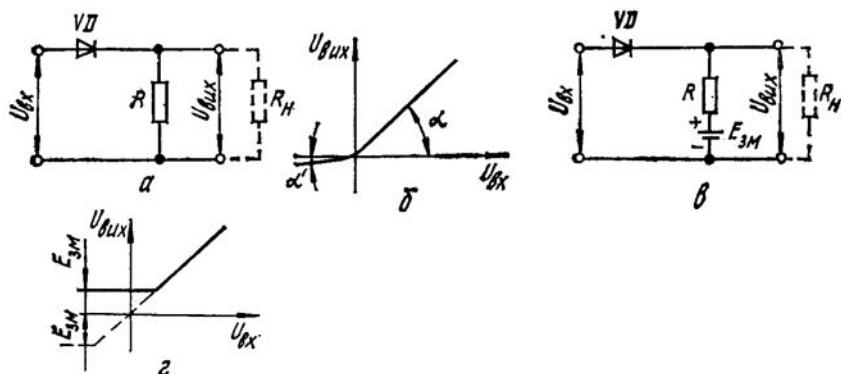


Рис. 8.10

на діоді  $U_d$  зменшується. Коли напруги на резисторі  $R_{CB}$  та  $U_{CB}$  стають однаковими, напруга  $U_d$  зменшується до нуля і діод відкривається. З цього моменту починає діяти зворотний зв'язок, який значною мірою змінює струморозподіл у ключі. Струм  $I_B$  обмежується на рівні, близькому до струму насичення  $I_{Bнас}$ , хоч струм  $I_{вх}$  продовжує збільшуватися. Струм  $I_R$  досягає значення, близького до  $I_{Cнас}$ , і також обмежується на досягнутому рівні. Струм  $I_C$  продовжує збільшуватися внаслідок зростання  $I_{вх}$  в колі корпус — емітер — колектор  $VT - VD - R - \text{вхід}$ . Але сумарна напруга  $U_{CB}$  негативна, тому перехід транзистора  $VT$  в режим насичення неможливий.

Після припинення дії негативного імпульсу на вході схеми і в момент виникнення позитивного стрибка напруги струм  $I_{вх}$  змінює напрям відносно початкового, тобто стає таким, що закриває діод, і струморозподіл різко змінюється:  $I_B < 0$ ;  $I_D \leq 0$ ;  $I_R = I_C$ . При цьому струм колектора за час вимикання зменшується до значення зворотного струму колектора  $I_{C0}$  або практично до нуля (ключ розімкнутий). Резистор  $R_B$  часто замінюють діодом з прямою напругою, більшою, ніж у діода  $VD$  та незначною залежністю напруги від струму через діод. Найчастіше вибирають кремнієвий діод, якщо  $VD$  германієвий, або застосовують послідовне ввімкнення однотипних діодів.

**Діодні ключі.** Як активні нелінійні ключі використовують напівпровідникові діоди. Комутуюча дія таких ключів ґрунтується на не-

лінійних властивостях діодів. За способом вмикання діода по відношенню до опору навантаження діодні ключі поділяються на послідовні та паралельні. В послідовному діодному ключі (рис. 8.10, а) діод ввімкнений послідовно з опором навантаження. Апроксимуючи вольт-амперну характеристику діода лінійно-ламанною лінією й приймаючи  $R_n = \infty$ , запишемо аналітичний вираз передавальної характеристики ключа (рис. 8.10, б):

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} [R/(R + R_d)], \quad (8.19)$$

де  $R_d$  — опір діода, а її кут нахилу визначається за формулою  $\alpha = \arctg [1/(1 + R_d/R)]$ .

Після надходження на вхід ключа напруги позитивної полярності (наприклад, позитивна півхвиля синусоїдальної напруги) діод відкривається, його опір в прямому напрямі  $R_d = R_f \ll R$  і  $U_{\text{вих}} \approx U_{\text{вх}}$ . При цьому  $\alpha = 45^\circ$ , а на виході ключа виділяється напруга такої ж полярності й приблизно з такою самою амплітудою, що і на вході. Якщо на вході ключа діє напруга негативної полярності (наприклад, негативна півхвиля синусоїдальної напруги), то діод закритий, його опір  $R_1 = R_{\text{звор}} \gg R$ , і вихідна напруга згідно з рівністю (8.19)  $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} (R/R_{\text{звор}}) \ll U_{\text{вх}}$ . В цьому випадку  $\alpha = \alpha' \approx 0$ , а напруга вхідного сигналу практично повністю спадає на діоді (не-

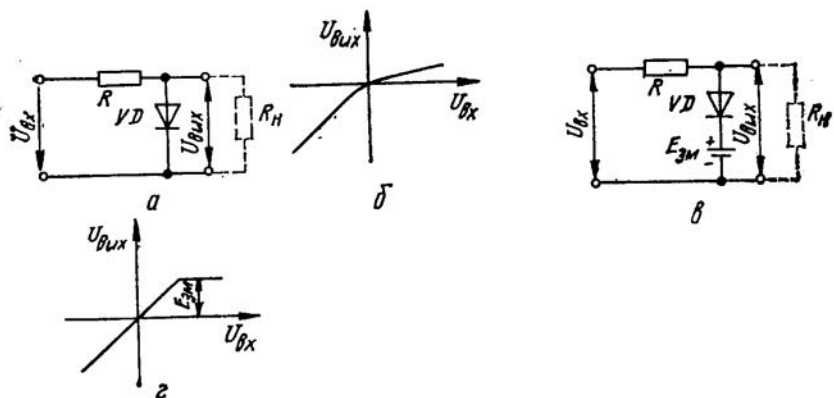


Рис. 8.11

гативна півхвиля синусоїдальної напруги на виході відсутня). Отже, в цьому випадку обмежується вхідна напруга негативної полярності пороговою напругою  $U_{\text{пор}} = 0$ . Під пороговою напругою розуміють вхідну напругу, при якій відкривається (закривається) ключ.

Якщо в схемі (рис. 8.10, а) змінити полярність вмикання діода, то графік функції  $U_{\text{вих}} = \psi(U_{\text{вх}})$  повернеться на 180 ел. град. При цьому обмежуються сигнали позитивної полярності. Змінити порогову напругу можна введенням джерела зміщення  $E_{zm}$  (рис. 8.10, в).

В цьому випадку діод переходить у відкритий стан ( $U_{\text{вих}} \approx U_{\text{вх}}$ ) при  $U_{\text{вх}} > E_{\text{зм}}$ . Коли  $U_{\text{вх}} < E_{\text{зм}}$ , діод закритий і  $U_{\text{вих}} = E_{\text{зм}}$ . Передавальна характеристика для цього випадку показана на рис. 8.10, з суцільною лінією. Якщо змінити полярність джерела зміщення на зворотну, то передавальна характеристика набере вигляду, показаного на тому самому рисунку штриховою лінією.

В паралельному діодному ключі (рис. 8.11, а) діод вмикається паралельно опору навантаження  $R_{\text{н}}$ . Припускаючи  $R_{\text{н}} = \infty$ , неважко

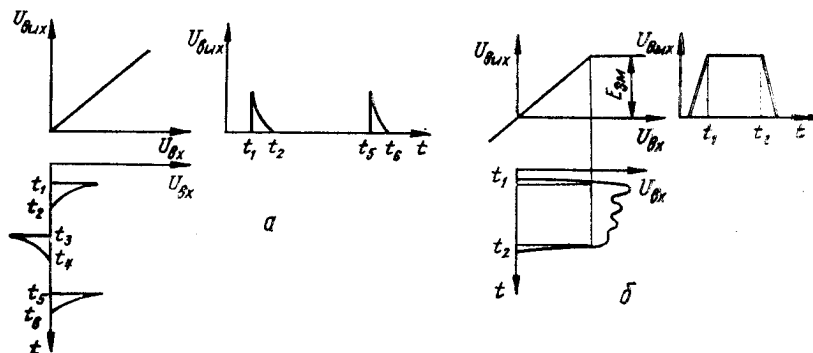


Рис. 8.12

впевнитися, що при подаванні на вхід ключа позитивної напруги діод відкривається (ключ замикається). Його опір стає незначним, і напруга на діоді (отже, на виході ключа)  $U_{\text{вих}} = 0$ . Якщо на вході ключа негативна напруга, діод закривається (ключ розімкнений) і  $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}$ , що видно з передавальної характеристики ключа (рис. 8.11, б). Для обмеження сигналів негативної полярності необхідно полярність вмикання діода змінити на зворотну. Рівень порогової напруги змінюють, вмикаючи послідовно з діодом джерело зміщення  $E_{\text{зм}}$  (рис. 8.11, в). При цьому змінюється передавальна характеристика ключа (рис. 8.11, г).

У розглянутих схемах послідовних і паралельних діодних ключів можна досягти однобічного обмеження однополярних та різнополярних сигналів на нульовому рівні ( $U_{\text{пор}} = 0$ ). На рис. 8.12, а показані графіки, які пояснюють застосування послідовного ключа (рис. 8.10, а) як обмежувача знизу на нульовому рівні для отримання однополярних імпульсів з різнополярних, що знімаються з виходу диференціюючого кола. З надходженням до входу ключа імпульсів негативної полярності діод зміщується в зворотному напрямі, і напруга імпульсів виділяється на великому зворотному опорі діода, а  $U_{\text{вих}} = 0$ .

Графіки, що пояснюють обмеження зверху імпульсів позитивної полярності, для усунення викидів на вершині імпульсу при застосуванні паралельного діодного ключа, показані на рис. 8.12, б. Якщо рі-

вень імпульсу перевищує напругу зміщення, то діод відкривається і  $U_{\text{вих}} = E_{\text{зм}}$ . Для усунення паразитних викидів напруги в імпульсах негативної полярності можна скористатися тією самою схемою, змінивши полярність вмикання діода й джерела зміщення на зворотну.

Двобічне обмеження сигналів можна отримати в двобічних обмежувачах (подвійних діодних ключах). Схема подвійного ключа, що являє собою комбінацію з двох паралельних діодних ключів, показана на рис. 8.13, а, а графіки двобічного обмеження синусоїдальної напруги

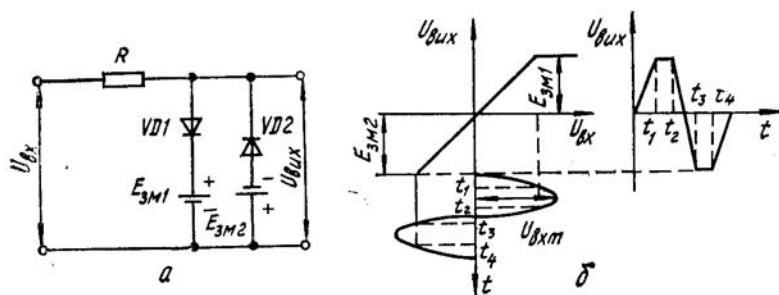


Рис. 8.13

за допомогою такого ж ключа — на рис. 8.13, б. Синусоїдальна напруга, що надходить до входу подвійного ключа, передається на вихід, якщо вона знаходиться в межах, визначених рівнями зміщення першого й другого ключів (відповідно  $E_{\text{зм1}}$  та  $E_{\text{зм2}}$ ). При перевищенні сигналом цих меж  $U_{\text{вих}} = 0$ . Напруга на виході ключа має форму трапецеїдальних імпульсів.

## 8.6. АУТОКОЛИВНІ МУЛЬТИВІБРАТОРИ

Автоколивний мультивібратор — це релаксаційний автогенератор напруги прямокутної форми. Термін «автогенератор» означає, що він генерує коливання, які не згасають без будь-якого запуску ззовні і не має стійких станів рівноваги. Релаксаційний характер вихідних коливань вказує на те, що умови самозбудження (див. формули (7.6) та (7.7)) виконуються в широкому діапазоні частот. У мультивібраторі частота слідування імпульсів прямокутної форми, що періодично повторюються, визначається параметрами кіл, які задають час, властивостями схеми й режимами її живлення. На частоту автоколивань впливає навантаження. Часто автоколивний мультивібратор застосовують як генератор імпульсів великої тривалості, які далі використовують для формування імпульсів необхідної тривалості та амплітуди. Таким чином, мультивібратори, що працюють в автоколивному режимі, застосовують найчастіше як задавальні генератори. В зв'язку з цим до мультивібратора ставляться вимоги високої стабільності частоти,



якої можна досягти лише застосуванням спеціальних заходів. Відносна нестабільність частоти під впливом дестабілізуючих факторів становить приблизно кілька відсотків.

При проектуванні автоколивних мультивібраторів як елементну базу використовують біполярні транзистори, а також аналогові та цифрові інтегральні схеми. Останніми частіше є операційні підсилювачі й логічні елементи. Напівпровідникові прилади в мультивібраторах працюють в ключовому режимі.

До складу серій 119 та 218 входять автоколивні мультивібратори з інтегральними схемами, аналогічними схемам мультивібраторів на

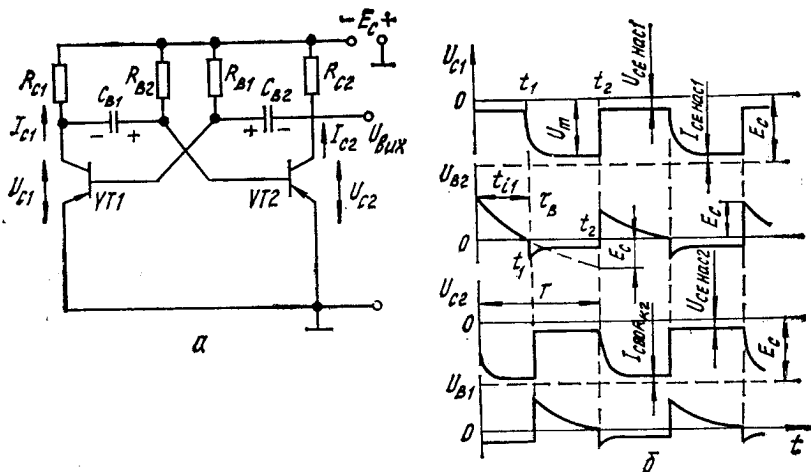


Рис. 8.14

транзисторах. Вони містять додаткові елементи корекції форми імпульсів, захисні діоди, а також елементи для вимикання режиму насичення. Деякі схеми мультивібраторів в інтегральному виконанні не мають в своєму складі конденсаторів, які задають час, що дозволяє використовувати такі схеми у будь-якому діапазоні частот з навісними конденсаторами необхідних номіналів.

**Симетричні мультивібратори в інтегральному виконанні.** Автоколивний мультивібратор в інтегральному виконанні аналогічний симетричному мультивібратору з колекторно-базовим позитивним зворотним зв'язком (рис. 8.14, а). Симетричність схеми означає ідентичність симетрично розміщених елементів, тобто  $R_{C1} = R_{C2}$ ,  $R_{B1} = R_{B2}$ ,  $C_{B1} = C_{B2}$ , параметри транзисторів однакові. Мультивібратор складається з двох підсилювальних каскадів за схемою ЗЕ, вихідна напруга кожного з яких подається на вхід другого.

Якщо ввімкнути напругу джерела живлення  $E_C$ , то обидва транзистори пропускають колекторні струми (їх робочі точки знаходяться в активній області  $I$  (див. рис. 8.3, б), тому що на бази через

резистори  $R_{B1}$  та  $R_{B2}$ , подається від'ємне зміщення. Але такий стан не стійкий. За наявності в схемі позитивного зворотного зв'язку легко виконується умова  $\beta K_n \geq 1$ , і двокаскадний підсилювач самозбуджується. Починається процес регенерації, тобто швидке збільшення струму одного транзистора й зменшення струму другого.

Уявімо, що в результаті будь-якої випадкової зміни напруги на базах або колекторах трохи збільшиться струм  $I_{C1}$  транзистора VT1. При цьому збільшиться спад напруги на резисторі  $R_{C1}$ , і позитивний потенціал колектора в транзисторі VT1 матиме приріст. Через те що напруга на конденсаторі  $C_{B1}$  миттєво змінитися не може, цей приріст подається на базу транзистора VT2, підзакриваючи його. Колекторний струм  $I_{C2}$  при цьому зменшується, напруга на колекторі транзистора VT2 стане більш негативною і, передаючись через конденсатор  $C_{B2}$  на базу транзистора VT1, ще більше відкриває його, збільшуючи струм  $I_{C1}$ . Цей процес відбувається лавиноподібно й завершується тим, що транзистор VT1 входить у режим насичення, а транзистор VT2 — в режим відсічки. Схема переходить в один зі своїх тимчасових стійких станів (квазістійкий стан). При цьому відкритий стан транзистора забезпечується зміщенням від джерела  $E_C$  через резистор  $R_{B1}$ , а закритий стан транзистора VT2 — позитивною напругою на конденсаторі  $C_{B1}$  ( $U_{CB1} = U_{B2} > 0$ ), який через відкритий транзистор VT1 ввімкнений у проміжок база—емітер транзистора VT2. Описані процеси відповідають моменту часу  $t = 0$  на рис. 8.14, б. Тепер конденсатор  $C_{B2}$  швидко заряджається в колі  $+E_C$  — емітер — база VT1 —  $C_{B2}$  —  $R_{C2}$  —  $E_C$  до напруги  $E_C$ . Конденсатор  $C_{B1}$ , заряджений в попередньому періоді, перезаряджується через резистор  $R_{B2}$  і відкритий транзистор VT1 струмом джерела живлення  $E_C$ . Напруга на конденсаторі  $C_{B1}$  прагне зменшитися до  $-E_C$  (див. графік для  $U_{B2}$ ). В момент часу  $t_1$  напруга  $U_{CB1} = U_{B2}$  змінює знак, внаслідок чого відкривається транзистор VT2 й виникає струм  $I_{C2}$ . Збільшення струму  $I_{C2}$  призводить до процесу аналогічного описаному вище, коли збільшується струм  $I_{C1}$ . Внаслідок цього транзистор VT2 входить у режим насичення, а транзистор VT1 — в режим відсічки (другий тимчасовий стійкий стан). В інтервалі часу  $t_1 - t_2$  відбувається заряджання конденсатора  $C_{B1}$  та перезаряджання конденсатора  $C_{B2}$ .

Таким чином, мультивібратор періодично переходить з одного тимчасового стійкого стану в другий, а вихідна напруга, що знімається з колектора будь-якого транзистора, має майже прямокутну форму.

Напруга на базі будь-якого з транзисторів для перезаряджання конденсатора  $C_{B1}$  змінюється за експоненціальним законом (рис. 8.14, б):

$$U_B = 2E_C \exp(-t/\tau_B) - E_C, \quad (8.20)$$

де  $\tau_B = R_B C_B$ ;  $R_{B1} = R_{B2} = R_B$ ;  $C_{B1} = C_{B2} = C_B$ . При  $t = t_1$   $U_B = 0$ . З рівності (8.20) визначимо тривалість одного імпульсу

$$t_{i1} = \tau_B \ln 2 \approx 0,7 R_B C_B.$$

Період коливань мультівібратора симетричної схеми

$$T = 2t_{i1} = 1,4R_B C_B. \quad (8.21)$$

Отже, частота генерованих коливань визначається швидкістю перезаряджання конденсаторів  $C_{B1}$  та  $C_{B2}$ , які задають час. Амплітуда імпульсу  $U_m$  визначається як і для транзисторного ключа:

$$U_m = E_C - I_{C0}R_C - U_{CE_{нас}} \approx E_C. \quad (8.22)$$

Визначимо тривалість фронту імпульсу з урахуванням сталої часу перехідного процесу в транзисторі (див. рівність (8.7)) і сталої часу колекторного кола

$$t_\phi = \tau_{h21E} + C_C R_C, \quad (8.23)$$

де  $C_C$  — ємність колектора.

Тривалість зрізу залежить від часу заряджання конденсатора

$$t_3 \approx 3C_B R_C. \quad (8.24)$$

Від того, що ємність конденсатора, що задає час, звичайно велика і завжди виконується нерівність  $C_B \gg C_C$ ,  $t_3 \gg t_\phi$ . Зменшити тривалість фронтів колекторних імпульсів можна без застосування додаткових елементів, але із застосуванням резисторів  $R_C$  менших номіналів. При цьому збільшується швидкість зростання напруги на колекторах транзисторів (збільшується крутизна фронтів). Зменшення опору резисторів  $R_{C1}$  та  $R_{C2}$  призводить до збільшення струму, що протікає через мультівібратор, а отже, до збільшення розсіюваної ним потужності.

В практичні схеми мультівібраторів в інтегральному виконанні з колекторно-базовими зв'язками впроваджують додаткові елементи корекції форми імпульсів. Схема мультівібраторів в інтегральному виконанні (мікросхема 119ГГ1А) зображена на рис. 8.15, а. Навісні дискретні конденсатори  $C1$  та  $C2$  RC-кола, що задає час, під'єднують до зовнішніх виводів 6—13 та 4—9 мікросхеми (рис. 8.15, б).

Для отримання близької до прямокутної форми імпульсів введені діоди VD1 та VD3, що роблять відсічку. В цьому випадку конденсатор  $C1$  (при цьому транзистор VT1 закритий) заряджається через резистор  $R_{31}$ , бо  $U_{R_{31}}$  більше за  $U_{R_{C1}}$  і діод VD1 закритий. При насиченні конденсатор розряджається через транзистор VT1 і відкритий в цей інтервал часу діод VD1. Еквівалентний опір колекторного навантаження зменшується:

$$R_{\text{сєкв}} = R_{C1}R_{31}/(R_{C1} + R_{31}).$$

Кола VD2, R1, R2, R3 і VD4, R4, R5, R6 служать для забезпечення ненасиченого режиму транзисторів за принципом транзисторного ключа з нелінійним негативним зворотним зв'язком (див. рис. 8.9, б).

Цим досягається висока швидкодія мультивібраторів в інтегральному виконанні.

**Мультивібратори на операційних підсилювачах.** Для побудови автогенераторних пристроїв з прямокутною формою генерованих коливань необхідно скористатися компараторним ввімкненням операційного підсилювача з позитивним зворотним зв'язком (п. 8.3). Основою мультивібратора (рис. 8.16, а) є компараторний пороговий вузол на операційному підсилювачі з пороговою характеристикою, поданою на рис. 8.5, в. Режим автоколивань в схемі забезпечується позитивним

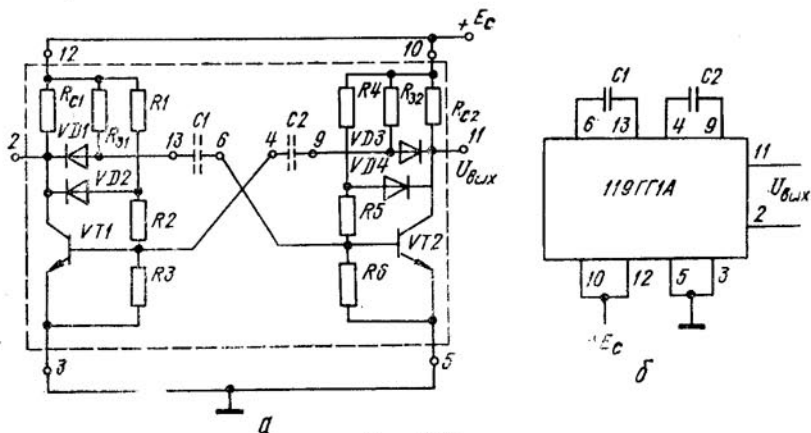


Рис. 8.15

зворотним зв'язком, що охоплює операційний підсилювач з його виходу на неінвертуючий вхід за допомогою подільника напруги на резисторах  $R_1, R_2$ . Коло, що задає час і складається з конденсатора  $C$  та резистора  $R$  і забезпечує процес перемикання схеми з одного тимчасово стійкого стану в другий, ввімкнене між виходом ОП та інвертуючим входом в коло негативного зворотного зв'язку. Для нормальної роботи мультивібратора позитивний зворотний зв'язок має бути сильнішим.

Суть перебігу процесів у мультивібраторі полягає в наступному. Припустимо, що в інтервалі часу від  $t = 0$  до  $t = t_1$  рівень напруги на виході операційного підсилювача  $U_{\text{вих}} = U_{\text{вих}}^+ \approx E_c^+$ . Тоді напруга на неінвертуючому вході також позитивна і стала:  $U_{\text{вх}}^+ = \beta U_{\text{вих}}^+$ , де  $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ , а напруга на інвертуючому вході, яка дорівнює напрузі на конденсаторі ( $U_{\text{вх}}^- = U_C$ ), експоненційно збільшується, прагнучи до асимптотичного рівня  $U_{\text{вих}}^+$  внаслідок заряджання конденсатора через резистор  $R$ . В момент часу  $t = t_1^+$   $U_{\text{вх}}^- = U_{\text{вих}}^+$ , і операційний підсилювач входить у підсилювальний режим. Після цього вихідна напруга зменшується, а отже, зменшується, через подільник

$R1, R2$  напруга  $U_{вх}^+$ , що викликає подальше зменшення вихідної напруги і т. д.

Такий лавиноподібний регенеративний процес закінчується тим, що  $U_{вих}$  стрибкоподібно досягає рівня  $U_{вих}^- = -E_c$ , а  $U_{вх}^+ = \beta U_{вих}^-$  (відбувається перемикання ОП в протилежний стан).

Тепер конденсатор  $C$  розряджається через резистор  $R$  та вихід ОП, і напруга на інвертуючому вході зменшується з тією самою ста-

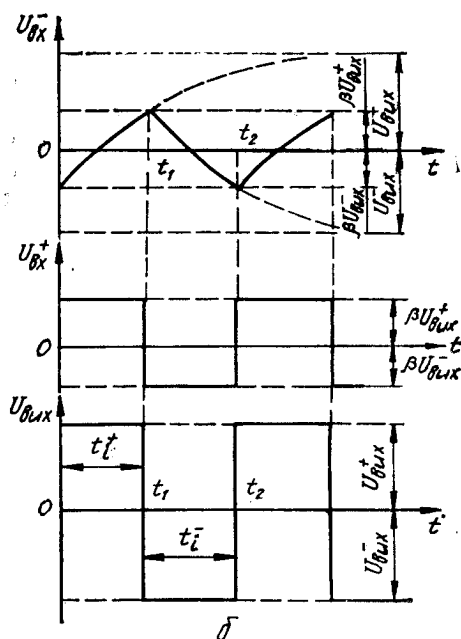
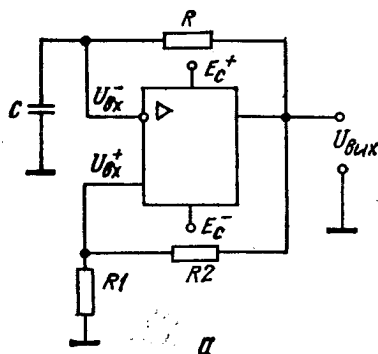


Рис. 8.16

люю часу  $\tau = RC$ , що й при заряджанні конденсатора, прагнучи до асимптотичного рівня  $U_{вих}^-$ . В момент  $t = t_2$ , коли при перезаряджанні напруга на конденсаторі (вході, що інвертує) зрівняється з напругою на неінвертуючому вході, знов відбувається перемикання ОП. Цим завершується формування негативного імпульсу вихідної напруги тривалістю  $t_i^-$ . В подальшому процеси повторюються із заданою періодичністю. При цьому шпаруватість імпульсної напруги дорівнює двом. Період коливальної імпульсної напруги симетричного мультівібратора за рівності тривалостей підтримування високого й низького рівнів напруги  $(t_i^+ = t_i^- = t_i)$

$$T = t_i^+ + t_i^- = 2t_i. \quad (8.25)$$

Частота слідування імпульсів

$$F = 1/T = 1/2t_i. \quad (8.26)$$

Інтервал часу  $t_i$  можна визначити, наприклад, через інтервал часу  $t_i^+$ , протягом якого відбувається перезарядження конденсатора  $C$  через резистор  $R$  в колі з напругою  $U_{\text{вих}}^+$  від  $-\beta U_{\text{вих}}^-$  до  $\beta U_{\text{вих}}^+$

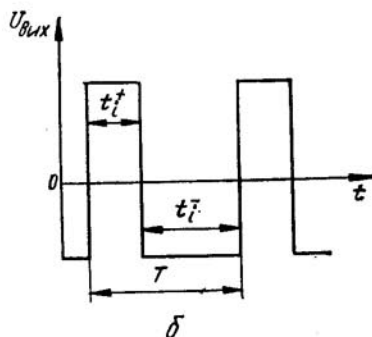
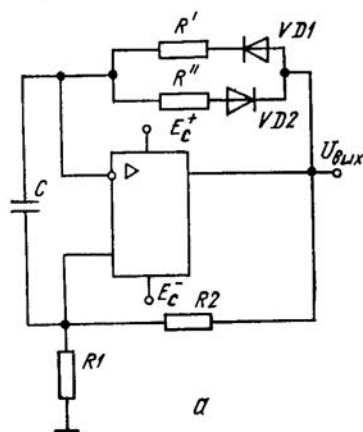


Рис. 8.17

(рис. 8.16, б). Напруга перезарядження конденсатора

$$U_C(t) = U_C(\infty) - [U_C(\infty) - U_C(0)]e^{-t/\tau}, \quad (8.27)$$

де  $U_C(\infty) = U_{\text{вих}}^+$ ;  $U_C(0) = -\beta U_{\text{вих}}^-$ ;  $\tau = RC$ .

Отже,

$$U_C(t) = U_{\text{вих}}^+ - (U_{\text{вих}}^+ + \beta U_{\text{вих}}^-)e^{-t/\tau}. \quad (8.28)$$

Прийнявши у виразі (8.28)  $U_C(t_i) = \beta U_{\text{вих}}^+$ , отримаємо

$$t_i = \tau \ln \frac{\beta U_{\text{вих}}^- + U_{\text{вих}}^+}{U_{\text{вих}}^+ - \beta U_{\text{вих}}^-}. \quad (8.29)$$

При повній симетрії вихідного сигналу відносно нульового рівня ( $U_{\text{вих}}^+ = U_{\text{вих}}^-$ ) маємо

$$t_i = \tau \ln [(1 + \beta)/(1 - \beta)] = \tau \ln (1 + 2R_1/R_2). \quad (8.30)$$

Частота слідування імпульсів

$$F = 1/2\tau \ln (1 + 2R_1/R_2). \quad (8.31)$$

Несиметричний мультивібратор на ОП можна створити за схемою симетричного мультивібратора, замінивши в ній резистор  $R$  на коло

з двох діодних ключів (рис. 8.17, а). При цьому сталі часу  $\tau' = R'C$  та  $\tau'' = R''C$  для позитивних та негативних вихідних імпульсів, які проходять по черзі через резистори  $R'$  та  $R''$ , можна зробити різними ( $R' \neq R''$ ), що забезпечує отримання необхідної шпаруватості генерованих імпульсів. Форма вихідних імпульсів для  $R'' > R'$  зображена на рис. 8.17, б. Тривалість вихідних імпульсів  $t_1^+$  та  $t_1^-$  розраховують за формулою (8.30) з підстановкою відповідної сталої часу  $\tau'$  та  $\tau''$ , а частоту слідування імпульсів — за формулою  $F = 1/(t_1^+ + t_1^-)$ .

Опір резисторів  $R$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  вибирають з урахуванням максимально припустимого вихідного струму ОП.

При цьому розрахункова формула з урахуванням того, що  $E_C^+ = -E_C^- = E_C$  і  $U_{\text{вих}}^+ = U_{\text{вих}}^- \approx E_C$ , має вигляд

$$E_C \left( \frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1 + \beta}{R} \right) \ll I_{\text{вих max}}, \quad (8.32)$$

де  $R_n$  — опір зовнішнього навантаження мультивібратора.

## 8.7. ЗАГАЛЬМОВАНІ МУЛЬТИВІБРАТОРИ

Загальмовані мультивібратори працюють у чекаючому режимі. У такому режимі мультивібратор має один стан стійкої рівноваги. Імпульси прямокутної форми формуються лише після надходження імпульсу запуску, який переводить мультивібратор з стійкого стану рівноваги до тимчасово стійкого стану. Момент закінчення тимчасово стійкого стану визначається колом, що задає час. Таким чином, під впливом імпульсу запуску загальмований мультивібратор виробляє один прямокутний імпульс, після чого повертається до стану стійкої рівноваги. Змінюючи сталу часу (дискретно або плавно) кола, що задає час, можна регулювати тривалість вихідних імпульсів в широких межах. Загальмований мультивібратор ще називають одновібратором, спусковою схемою, одноктактним релаксатором, кіп-реле та ін. Однак незалежно від назви загальмований мультивібратор являє собою пристрій з позитивним зворотним зв'язком, що має один стійкий та один тимчасово стійкий стан рівноваги.

Загальмований мультивібратор в інтегральному виконанні на біполярних транзисторах можна створити з автоколивного мультивібратора з колекторно-базовим позитивним зворотним зв'язком (див. рис. 8.14, а), якщо його примусово закрити в одному із тимчасово стійких станів, перетворивши його в стійкий стан.

Загальмовані мультивібратори цього типу, в яких задають час два конденсатори, є в серії 218 інтегральних мікросхем. А в серії 119 є загальмовані мультивібратори з одним конденсатором, що задає час. Розглянемо принцип роботи загальмованого мультивібратора 119ГФЗ з одним конденсатором, що задає час (рис. 8.18, а).

У вихідному стані транзистор VT2 відкритий фіксованим базовим струмом, що протікає через резистор  $R$ , верхній кінець якого з'єднаний з джерелом колекторного живлення  $E_C$ . Через те що напруга на колекторі цього відкритого транзистора мала, напруга на базі транзистора VT1 з урахуванням коефіцієнта передавання подільника напруги  $R_2, R_3$  близька до нуля, тобто VT1 закритий. Напруга на колекторі закритого транзистора VT1 майже дорівнює напрузі джерела живлен-

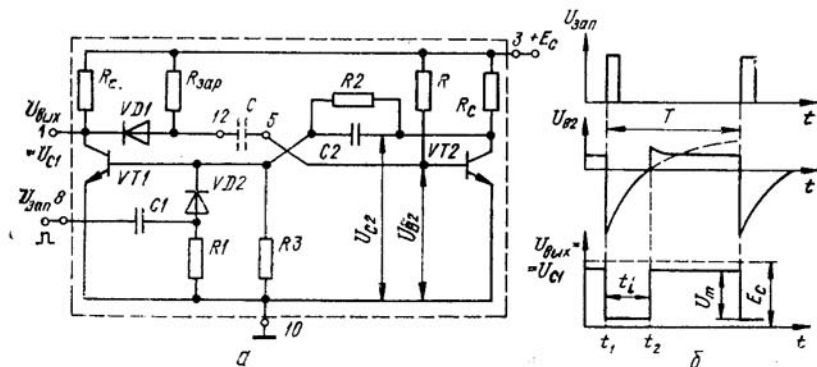


Рис. 8.18

ня (рис. 8.18, б). Конденсатор  $C$  через ділянку емітер—база відкритого транзистора VT2 заряджений до напруги  $U_C(0) \approx E_C - U_B$ , де  $U_B$  — напруга на базі.

З подачею до входу вивід 8 мультивібратора в момент часу  $t_1$  (рис. 8.18, б) імпульсу запуску  $U_{зан}$  позитивної полярності діод VD2 пропускає до бази транзистора VT1 лише позитивний, попередньо скорочений колом, що диференціює ( $C1, R1$ ), короткий імпульс. При цьому транзистор VT1 починає відкриватися й напруга  $U_{C1}$  дещо зменшується. Оскільки напруга на конденсаторі  $C$  миттєво змінитися не може, то цей приріст негативної напруги передається до бази транзистора VT2, підзакриваючи його. Напруга  $U_{C2}$  при цьому збільшується, що завдяки конденсатору прискорення  $C2$  призводить до збільшення напруги на базі транзистора VT1. Цей регенеративний процес зростає лавиноподібно і закінчується закриванням транзистора VT2 й насиченням транзистора VT1, напруга на колекторі якого  $U_{C1}$  (на виході мультивібратора) зменшується до напруги насичення транзистора  $U_{CEнас}$ . Увесь негативний потенціал правої обкладки конденсатора  $C$  прикладається до бази транзистора VT2.

Але такий стан мультивібратора є тимчасово стійким. Конденсатор  $C$  починає перезаряджатися в колі  $+E_C - R - C - VD1$  — емітер — колектор VT1 — ( $-E_C$ ), і напруга  $U_{B2}$  на базі транзистора VT2 збільшується. Коли ця напруга в момент часу  $t_2$  досягає нульового рівня,



транзистор VT2 відкривається, і в схемі виникає регенеративний процес перевертання, аналогічний до описаного вище, в результаті якого мультивібратор повертається у початковий стан.

Тривалість імпульсу, що формується на колекторі транзистора VT1, від моменту подавання імпульсу запуску до закінчення тимчасово стійкого стану

$$t_1 = RC \ln(2 - 3\kappa), \quad (8.33)$$

$\kappa = U_D/E_C$ ;  $U_D$  — напруга на діоді.

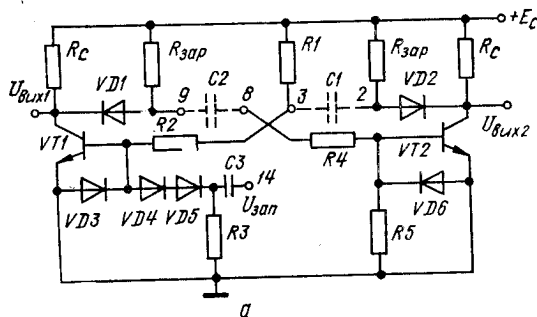
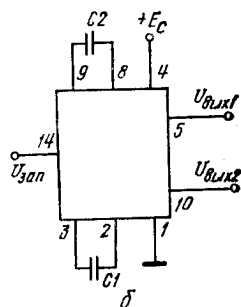


Рис. 8.19



Якщо врахувати, що для мікросхеми 119ГФ3  $E_C = 3$  В та  $U_D$  0,5 ... 0,6 В, то відповідно до виразу (8.33)

$$t_i = 0,4RC. \quad (8.34)$$

Час відновлення загальмованого мультивібратора, що дорівнює часу заряджання конденсатора  $C$ ,

$$t_b \approx 3\tau_{зар} \approx 3CR_{зар}. \quad (8.35)$$

Для нормальної роботи схеми період повторення імпульсів запуску має бути не меншим ніж повний цикл його роботи

$$T > t_i + t_b. \quad (8.36)$$

Амплітуду вихідних імпульсів, як і для автоколивних мультивібраторів, можна розрахувати за формулою (8.22). Вихідну напругу доцільно знімати з колектора транзистора VT1, адже коло корекції з діода VD1 та резистора  $R_{зар}$  забезпечує корекцію форми імпульсу як і в автоколивних мультивібраторах (див. рис. 8.15, а). Конденсатор  $C$  навісного типу під'єднаний до виводів 5 та 12 мікросхеми.

Принципова схема та схема ввімкнення загальмованого мультивібратора 218ГФ2 з двома конденсаторами, що задають час (як і в попередньому варіанті також навісного типу), показана на рис. 8. 19, а, б. Розглянемо її особливості. У вихідному стані схеми транзистор VT1

відкритий, адже його база через резистори  $R1$  та  $R2$  під'єднана до джерела живлення  $+E_c$ , а транзистор  $VT2$  — закритий, бо його база через резистор  $R5$  з'єднана з корпусом. Запускається мультивібратор імпульсами негативної полярності, попередньо скороченими колом, що диференціює ( $R3, C3$ ). Таким чином, після запуску закривається транзистор  $VT1$ . Коло з послідовно ввімкнених діодів  $VD4$  та  $VD5$  підвищує завадостійкість схеми. Вихідну напругу можна знімати з

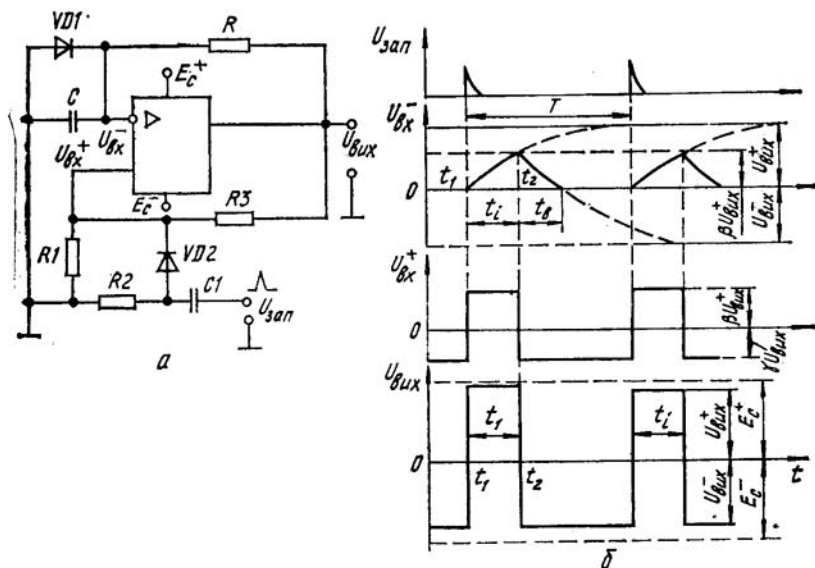


Рис. 8.20

колекторних кіл обох транзисторів, що мають кола корекції форми імпульсів ( $VD1, R_{зар}$  та  $VD2, R_{зар}$ ).

**Загальмовані мультивібратори на операційних підсилювачах.** Схеми таких мультивібраторів створюють зі схем автоколивних мультивібраторів (див. п. 8.6), забезпечуючи переведення останніх з автоколивного режиму в чекаючий. Конденсатор, що задає час у схемі загальмованого мультивібратора на ОП, можна ввімкнути в коло зворотного зв'язку за інвертуючим та неінвертуючим входом. Мультивібратори другого виду з конденсатором в колі позитивного зворотного зв'язку мають найгірші характеристики і використовуються рідко. Схема загальмованого мультивібратора з ввімкненням конденсатора у коло негативного зворотного зв'язку за інвертуючим входом показана на рис. 8.20, а. Вона отримана зі схеми автоколивного мультивібратора (див. рис. 8.16, а), де паралельно конденсатору  $C$  ввімкнено додатковий діод  $VD1$  та введено коло запуску з елементів  $C1, R2, VD2$ . Діод  $VD1$  забезпечує чекаючий режим роботи мультивібратора. Коло ди-

ференціювання  $C1$ ,  $R2$  формує імпульси запуску малої тривалості. Через діод  $VD2$  до інвертуючого входу операційного підсилювача надходять імпульси лише позитивної полярності.

В стані стійкої рівноваги мультивібратора (інтервал часу  $0 - t_1$ ), який визначається петлею позитивного зворотного зв'язку, напруга на виході  $U_{\text{вих}}^- \approx E_C^-$ . Безперечно, що

$$U_{\text{вх}}^+ = \gamma U_{\text{вих}}^- = \{(R_1 \parallel R_2) / [(R_1 \parallel R_2) + R_3]\} U_{\text{вих}}^-$$

має низький негативний рівень, а напруга  $U_{\text{вх}}^-$ , що збігається з напругою на відкритому діоді  $VD1$ , майже дорівнює нулю.

Імпульс запуску з амплітудою  $U_{\text{мзап}} > |\gamma U_{\text{вих}}^-|$ , що надходить в момент часу  $t_1$  до інвертуючого входу ОП, викликає розвиток лавиноподібного процесу перемикавання мультивібратора завдяки дії позитивного зворотного зв'язку через резисторний подільник напруги  $R1$ ,  $R3$ . При цьому напруга на виході стрибком збільшується до  $U_{\text{вих}}^+ \approx E_C^+$ , і мультивібратор переходить у тимчасово стійкий стан. Напруга на неінвертуючому вході змінюється на позитивну  $U_{\text{вх}}^+ = \beta U_{\text{вих}}^+$ , де  $\beta = R_1 / (R_1 + R_3)$  — нове значення коефіцієнта передавання напруги з виходу ОП на неінвертуючий вхід ( $\beta \neq \gamma$ ), адже діод  $VD2$  внаслідок зміни полярності вихідної напруги зміщується в зворотному напрямі і від'єднує елементи  $R2$ ,  $C1$  від подільника напруги  $R1$ ,  $R3$ . Позитивний рівень вихідної напруги закриває відкритий до цього моменту діод  $VD1$ , і конденсатор  $C$  починає заряджатися в колі з резистором  $R$ . Напруга на конденсаторі  $U_C = U_{\text{вх}}^-$  експоненційно зростає до асимптотичного рівня  $U_{\text{вих}}^+$ . Коли в момент часу  $t_2$   $U_{\text{вх}}^- = U_{\text{вх}}^+ = \beta U_{\text{вих}}^+$ , ОП входить в підсилювальний режим, напруга на виході зменшується. При цьому в результаті дії зворотного зв'язку зменшується також вхідна напруга  $U_{\text{вх}}$ , що викликає подальше зменшення вихідної напруги і т. д. Розвиток регенеративного процесу призводить до перевертання мультивібратора (підсилювач спрацьовує як двовходовий компаратор) і закінчення процесу формування імпульсу позитивної полярності. Одновібратор повертається до стійкого стану рівноваги.

Процес заряджання конденсатора  $C$  описує рівняння (8.27), в якому  $U_C(\infty) = U_{\text{вих}}^+$ ,  $U_C = 0$ ,  $\tau = RC$ ,

$$U_C(t) = U_{\text{вих}}^+ (1 - e^{-t/\tau}). \quad (8.37)$$

У процесі заряджання напруга на конденсаторі не досягає  $U_{\text{вих}}^+$ , оскільки в момент часу  $t_2$  ( $U_{\text{вих}}^- = U_C = \beta U_{\text{вих}}^+$ ) ОП повертається у початковий стан, тому, прийнявши в рівнянні (8.37)  $U_C(t_i) = \beta U_{\text{вих}}^+$ , визначимо тривалість вихідного імпульсу так:

$$t_i = \tau \ln [1 / (1 - \beta)] = \tau \ln (1 + R_1 / R_3). \quad (8.38)$$

Час відновлення стійкого стану мультівібратора  $t_v$  визначається процесом перезаряджання конденсатора через резистор  $R$  та вихід ОП, який згідно з рівнянням (8.27), де  $U_C(0) = \beta U_{\text{вих}}^+$ ,  $U_C(\infty) = -U_{\text{вих}}^+$  (полярність напруги на виході ОП змінилася), описується залежністю

$$U_C(t) = (\beta U_{\text{вих}}^+ + U_{\text{вих}}^-) e^{-t/\tau}. \quad (8.39)$$

Через те, що в процесі перезаряджання конденсатора, напруга на якому в момент часу  $t = t_v$  зменшується до нуля (рис. 8.20, б), тє, прийнявши в рівнянні (8.39)  $U_C = 0$ , а також  $U_{\text{вих}}^+ = U_{\text{вих}}^-$ , отримаємо

$$t_v = \tau \ln(1 + \beta) = \tau \ln[(2R_1 + R_3)/(R_1 + R_3)]. \quad (8.40)$$

Порівнявши вирази (8.38) та (8.40), враховуючи, що  $\beta < 1$ , переконаємося в правильності нерівності  $t_v < t_i$ . Якщо в схемі (рис. 8.20, а) змінити полярність вмикання діода VD1 (катод діода під'єднати до корпусу), то вихідна напруга ОП в режимі стійкого стану мультівібратора буде позитивною, а полярність вихідних імпульсів — негативною.

## 8.8. БЛОКІНГ-ГЕНЕРАТОРИ

Блокінг-генератори призначені для генерування коротких імпульсів напруги або струму, близьких за формою до прямокутних. Такі генератори характеризуються сильним індуктивним зворотним зв'язком, який забезпечується спеціальними імпульсними трансформаторами. Застосовуються блокінг-генератори як формувачі керуючих імпульсів для цифрових систем, у схемах формування пилоподібного струму для створення часової розгортки електронного променя на екрані електронно-променевої трубки (ЕПТ) з електромагнітним керуванням та ін.

Блокінг-генератори мають велику шпаруватість генерованих імпульсів, яку практично неможливо отримати іншими способами. Тривалість імпульсів блокінг генератора становить від десятих частин мікросекунди до десятих частин мілісекунди, а частота — від десятків герц до сотень кілогерц. Амплітуда генерованих імпульсів може наближатися до напруги джерела живлення, а за наявності третьої підвищувальної обмотки імпульсного трансформатора перевищувати її в багато разів.

Блокінг-генератори можуть працювати в режимі автоколивань та в чекаючому режимі. В аналоговій серії 119 є елемент блокінг-генератора (мікросхема 119ГФ1), який можна використовувати для побудови як автоколивного, так і чекаючого генератора. Розглянемо принцип роботи блокінг-генератора.

**Автоколивні блокінг-генератори.** Класична схема автоколивного блокінг-генератора з колекторно-базовим трансформаторним зворот-

ним зв'язком та базовим  $RC$ -колом, що задає час, показана на рис. 8.21, *a*. До кола колектора транзистора приєднана обмотка імпульсного трансформатора  $w_c$ , а до кола бази — базова обмотка зворотного зв'язку між колектором та базою  $w_b$ . Зовнішнє навантаження під'єднують до вихідної підвищувальної обмотки  $w_n$ . Це дозволяє отримати необхідні полярність та амплітуду вихідних імпульсів. Колекторна та базова обмотки ввімкнені назустріч, що забезпечує в схемі

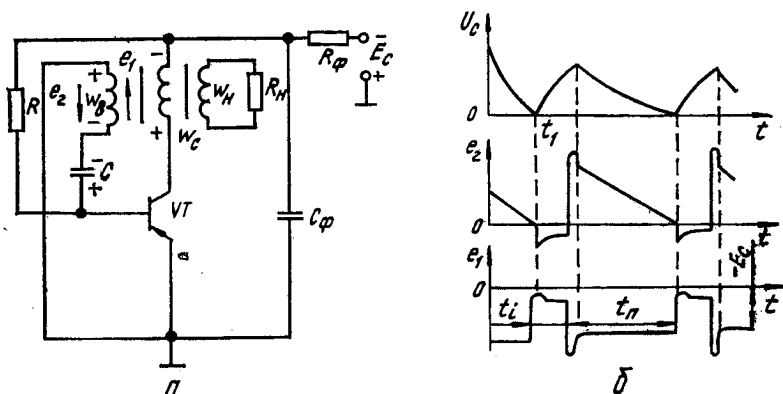


Рис. 8.21

позитивний зворотний зв'язок. Частота слідування імпульсів визначається  $RC$ -колом, що задає час, під'єднаним до бази транзистора. Автоколивний режим у схемі виникає за виконання вимог самозбудження (7.6) та (7.7), які для блокінг-генератора мають вигляд

$$\varphi_c + \varphi_n = 2\pi; \quad (8.41)$$

$$K_n/n \geq 1, \quad (8.42)$$

де  $\varphi_c$  — фазовий кут, що задається транзисторним ключем;  $\varphi_n$  — фазовий кут, що задається імпульсним трансформатором;  $n = w_b/w_c$  — коефіцієнт трансформації обмоток  $w_b$  та  $w_c$  імпульсного трансформатора.

Через те, що транзисторний ключ та імпульсний трансформатор зсувають фазу на 180 ел. град., виконання в схемі умов балансу фаз (формула (8.41)) очевидне. Враховуючи коефіцієнт підсилення транзисторного ключа на межі активного режиму  $K_n/n = h_{21E}R'_n/[n(R'_{bx} + R'_n)]$  з використанням нерівності (8.42), записуємо коефіцієнт передавання струму бази транзистора, що забезпечує умови балансу амплітуд

$$h_{21E} \geq n[1 + (R'_{bx}/R'_n)], \quad (8.43)$$

де  $R'_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}/n^2$  — приведений до колекторної обмотки вхідний опір ключа;  $R'_n = R_n/n_n^2$  — приведений до колекторної обмотки опір навантаження;  $n_n = \omega_n/\omega_c$  — коефіцієнт трансформації обмоток  $\omega_n$  та  $\omega_c$  імпульсного трансформатора. За вихідний приймемо такий стан, в якому транзистор VT закритий, а конденсатор C, заряджений у попередньому циклі роботи до максимальної напруги, повільно перезаряджається через резистор R та обмотку  $\omega_B$  (рис. 8.21, б). Напруга на базі позитивна, і транзистор утримується в закритому стані. Коли в процесі перезаряджання напруга на базі, що дорівнює напрузі на конденсаторі (якщо зміна струму повільна, напругою обмотки  $\omega_B$  нехтуємо), досягає нуля (момент часу  $t_1$ ), транзистор відкривається, і з'являються базовий та колекторний струми. Приріст колекторного струму викликає в обмотці  $\omega_c$  ЕРС самоіндукції  $e_1$ , за рахунок якої в обмотці  $\omega_B$  наводиться ЕРС взаємоіндукції  $e_2$  негативної відносно бази полярності. Процес зменшення напруги на базі й відповідного зростання колекторного та базового струмів носить лавиноподібний характер і закінчується насиченням транзистора. В цей момент формується фронт імпульсу, що генерується, а оскільки тривалість його мала, то напруга на конденсаторі практично не встигає змінитися. Швидкість регенеративного процесу визначається тривалістю фронту імпульсу

$$t_\phi = 3n\tau_{h_{21B}} [1 + (R'_{\text{вх}}/R'_n)]. \quad (8.44)$$

Якщо вхідний опір та опір навантаження ( $R'_{\text{вх}} = R'_n$ ) погоджені і  $n = n_0 = \omega_B/\omega_c = \sqrt{R'_{\text{вх}}R'_n}$ , швидкість регенеративного процесу максимальна, а тривалість фронту мінімальна:

$$t_\phi \approx 6n_0\tau_{h_{21B}}. \quad (8.45)$$

Найчастіше  $n_0$  вибирають в межах 0,1 ... 0,8.

Далі починається формування вершини імпульсу. В цей час струм бази не керує струмом колектора, швидкість його зміни дорівнює нулю і ЕРС  $e_2$ , яку наводить обмотка, починає зменшуватися, що, в свою чергу, викликає зменшення базового струму. Внаслідок зменшення базового струму в обмотці  $\omega_B$  виникає ЕРС самоіндукції, що перешкоджає зменшенню базового струму і має таку саму полярність, як і ЕРС взаємоіндукції  $e_2$ . Це призводить до швидкого заряджання конденсатора C базовим струмом через малий опір емітерного переходу насиченого транзистора й обмотку  $\omega_B$  до напруги  $U_{C\text{max}} \approx nE_C$ . Таким чином, на цьому етапі одночасно зменшується базовий струм, оскільки заряджається конденсатор, і збільшується колекторний струм завдяки зростанню струму намагнічування осердя трансформатора. Формування вершини імпульсу закінчується в момент переходу транзистора з режиму насичення в активний режим. Закінчується процес формування імпульсу, тривалість якого

$$t_i \approx L_C [(nh_{21}ER_{BK}) - (n_H^2/R_H)], \quad (8.46)$$

де  $L_C$  — індуктивність колекторної обмотки.

При формуванні зрізу імпульсу зменшення колекторного струму викликає появу ЕРС  $e_1, e_2$  в обмотках  $w_C$  та  $w_B$ . Їх полярність зворотна до тієї, яка була під час формування фронту імпульсу. Завдяки дії позитивного зворотного зв'язку в схемі виникає зворотний лавиноподібний процес, під час якого струми колектора та бази різко зменшуються, і транзистор закривається. Оскільки процеси формування фронту

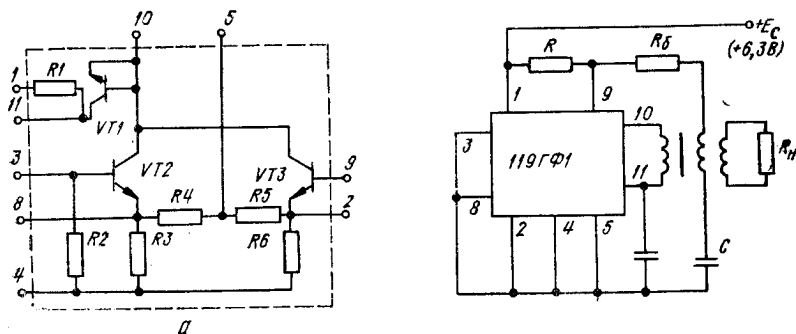


Рис. 8.22

й зрізу імпульсу аналогічні, їх тривалість приблизно однакова. Внаслідок інерційності транзисторів фронт і зріз генерованих імпульсів видовжуються, але для сучасних транзисторів їх тривалість не перебільшує десятків наносекунд.

Від того, що в момент закривання транзистора колекторний струм не припиняється миттєво, виникає ЕРС самоіндукції, що перешкоджає зникненню струму з обмотки  $w_C$ , і на колекторі з'являється негативний викид напруги. Після цього починається повільне розрядження конденсатора по колу корпус — обмотка  $w_B$  —  $C$  —  $R$  —  $(-E_C)$ , що визначає тривалість паузи між імпульсами, після цього процеси в схемі повторюються. Тривалість паузи

$$t_{\Pi} = \tau \ln \{1 + [U_{Cmax}/(E_C + I_{C0}R)]\}, \quad (3.47)$$

де  $\tau = RC$  — стала часу кола, що задає час.

На рис. 8.22, а показано принципову схему інтегрального блокінг-генератора (мікросхема 119ГФ1) на транзисторі VT3. Транзистор VT2 призначений для погодження джерела імпульсів запуску з блокінг-генератором (використовується у чекаючому режимі роботи). Для усунення післяімпульсного викиду аперіодичного характеру використовують транзистор VT1 у діодному ввімкненні, який під'єднується паралельно колекторній обмотці імпульсного трансформатора. Резистор

$R_1$  відіграє роль елемента фільтра розв'язки у колі живлення ( $R_{\phi}$  на рис. 8.21, а). Резистори  $R_3$ ,  $R_4$  та  $R_5$ ,  $R_6$  виконують функції подільників напруги джерела живлення і використовуються для створення напруг закривання транзисторів  $VT_2$  та  $VT_3$ , а також у чекаючому режимі блокінг-генератора.

Схему в інтегральному виконанні можна використовувати для створення автоколивного блокінг-генератора з колекторно-базовим зворотним зв'язком, оскільки у ньому є вільні емітерні виводи 2 та 8 транзисторів  $VT_2$  та  $VT_3$ . Коли з'єднати разом виводи 3 та 9, то транзистор  $VT_2$  переводиться в закритий стан, і тим самим усувається його вплив на роботу генератора. Вплив резисторів  $R_2$  —  $R_6$  можна усунути, з'єднавши з корпусом виводи 2, 3 та 5. Імпульсний трансформатор та  $RC$ -коло, що задає час, навісні. Схему автоколивного блокінг-генератора з базовим колом, що задає час, виконану на мікросхемі 119ГФ1, показано на рис. 8.22, б. Аналіз цієї схеми аналогічний до аналізу схеми блокінг-генератора за рис. 6.21, а.

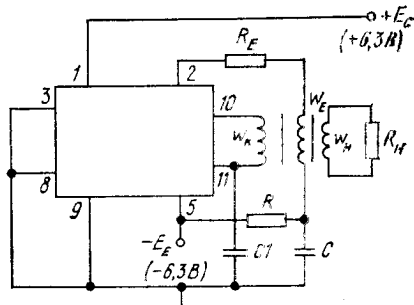


Рис. 8.23

Схема автоколивного блокінг-генератора на мікросхемі 119ГФ1 з колекторно-емітерним зворотним зв'язком зображена на рис. 8.23. Процеси в цьому блокінг-генераторі аналогічні до процесів в блокінг-генераторі з базовим колом, що задає час (рис. 8.21, а). Блокінг-генератор з колекторно-емітерним зворотним зв'язком має кращі показники часових параметрів імпульсів. У цій схемі виводи 3 та 8 також з'єднані, тому транзистор  $VT_2$  закритий і його вплив на роботу генератора відсутній. Вивід 5 (див. рис. 8.22, а) з'єднаний з джерелом  $-E_E$  (рис. 8.23), який забезпечує режим автоколивань.  $RC$ -коло, що задає час, під'єднане до емітера транзистора  $VT_3$  через резистор  $R_E$ , опір якого складається з опору емітерної обмотки трансформатора, ділянки база—емітер та додаткового навісного резистора, що стабілізує тривалість імпульсу. Як правило,  $R_E \approx 20 \dots 50$  Ом. Оскільки конденсатор  $C$  заряджається емітерним, а не базовим, як у схемах, що на рис. 8.21, а, 8.22, б, струмом, тривалість імпульсу блокінг-генератора з емітерним конденсатором менша, ніж у блокінг-генератора з базовим конденсатором, ємності яких однакові з ємностями конденсаторів, що задають час в обох схемах.

**Загальмовані блокінг-генератори.** Для переведення автоколивного блокінг-генератора в режим чекання необхідно подати до бази позитивну напругу від джерела зміщення  $E_B$  (рис. 8.24, а) або негативну напругу зміщення у випадку застосування в схемі транзистора  $n-p-n$ -типу. При цьому транзистор у схемі закритий, і блокінг-ге-



нератор перебуває в стані стійкої рівноваги. Конденсатор  $C$ , що задає час, заряджений до напруги  $U_C = E_B - I_{C0} R$ .

Позитивна напруга на базі транзистора, що забезпечує його закривання,

$$U_{B\text{зан}} = U_B = E_B - I_{C0} R > 0. \quad (8.48)$$

Якщо амплітуда вхідного імпульсу  $U_{\text{зан}}$  негативної полярності перевищує рівень напруги закривання, що визначається рівністю (8.48), то транзистор відкривається й розвивається регенеративний процес перемикавання блокінг-генератора. При цьому формується фронт

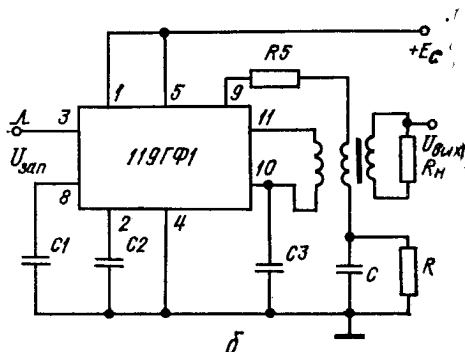
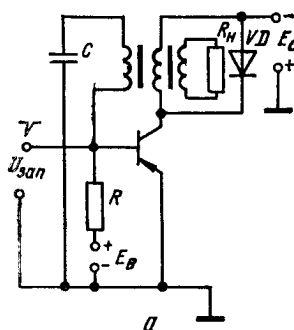


Рис. 8.24

і імпульсу. Процеси формування вершини і зрізу імпульсу відбуваються так само, як і в автоколивному блокінг-генераторі (див. рис. 8.21, а), після цього схема повертається в стійкий стан рівноваги. Форма ЕРС у колекторній обмотці аналогічна до показаної на нижній часовій діаграмі (рис. 8.21, б). Для усунення негативного викиду аперіодичного характеру у вихідному імпульсі обмотку колектора шунтують діодом VD, як вказано на рис. 8.24, а.

Загальмовані блокінг-генератори запускаються двома способами: послідовним та паралельним.

У разі послідовного запуску джерело імпульсів вмикають у розрив базового кола. При цьому вихідний опір джерела має бути низьким. Тому як вихідні каскади схем запуску можна також використовувати додаткові емітерні повторювачі. У разі паралельного запуску вихідний опір джерела імпульсів має бути якнайбільшим.

На рис. 8.24, б показана схема загальмованого блокінг-генератора з використанням інтегральної мікросхеми 119ГФ1, принципова схема якої зображена на рис. 8.22, а. Якщо вивід 5 мікросхеми під'єднати до джерела живлення  $E_C$ , а виходи 8 та 2 через навесні конденсатори  $C1$  та  $C2$  — до виводу 10 (корпусу), то утворюється подільник напруги  $R3$ ,  $R4$  та  $R5$ ,  $R6$  (див. рис. 8.22, а), який забезпечує закривання тран-

висторів VT2 та VT3 в стані стійкої рівноваги. Таким чином, у початковому стані транзистор закритий позитивною напругою на його емітері, що знімається з подільника напруги  $R_3, R_4$ , і в схемі блокувального генератора забезпечується паралельний запуск. Обмотка колектора навісного імпульсного трансформатора, яка шунтується транзистором у діодному вмиканні VT1, під'єднана між виводами 10 та 11, а базова обмотка з RC-колом, що задає час, — між виводом 9 та корпусом.

### 8.9. ГЕНЕРАТОРИ ЛІНІЙНО-ЗМІННОЇ НАПРУГИ

Генератори лінійно-змінної пилкоподібної напруги призначені для отримання напруги, яка за деякий час зростає або зменшується за лінійним або близьким до лінійного законом. У пристроях промислової електроніки генератори напруги, що змінюється лінійно, використовують у пристроях порівняння, які фіксують момент досягнення напругою заданого рівня, для часової затримки і розширення імпульсів, для отримання часової розгортки ЕПТ і т. д.

Пилкоподібна напруга буває під час заряджання або розряджання конденсатора  $C$  через резистор  $R$ . Розглянемо найпростішу схему ге-

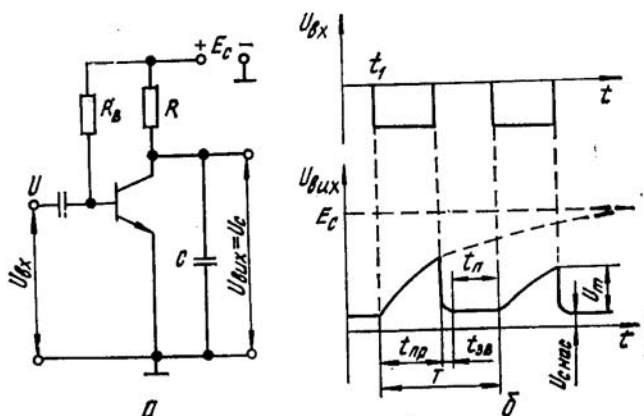


Рис. 8.25

нератора лінійно змінюваної напруги, в якій транзистор виконує функції ключового елемента. Схема генератора, в якому паралельно конденсатору інтегруючого RC-кола ввімкнений комутуючий транзистор VT, показана на рис. 8.25, а. У вихідному стані транзистор насичений за рахунок вибору співвідношення між резисторами  $R_B$  та  $R$  таким, щоб  $R_B \leq h_{21}ER$ . Напруга на конденсаторі, що дорівнює напрузі  $U_{нас}$  на колекторі насиченого транзистора, мала.

За подаванням до бази транзистора в момент часу  $t_1$  (рис. 8.25, б) керуючого імпульсу негативної полярності з амплітудою, достатньою для закривання транзистора, останній входить у режим відсічки (за-  
кривання транзистора — ключ розімкнутий), і конденсатор  $C$  заряджа-  
ється у колі  $+E_c - R - C - (-E_c)$ . Напруга на конденсаторі,  
наближаючись до асимптотичного рівня  $E_c$ , збільшується за законом

$$U_c = (E_c - I_{c0}R_c) (1 - e^{-t/RC}) \approx E_c (1 - e^{-t/RC}). \quad (8.49)$$

По закінченні вхідного керуючого імпульсу транзистор відкри-  
вається, однак його робоча точка залишається в активній області,  
оскільки напруга на колекторі транзистора в перший момент дорівнює  
амплітудному значенню напруги  $U_m$  на конденсаторі на виході схеми.  
Після цього конденсатор розряджається через ділянку емітер — ко-  
лектор транзистора і останній входить у режим насичення (ключ замк-  
нутий). Далі процес повторюється.

З розглянутого процесу видно, що прямий хід пилкоподібної на-  
пруги з тривалістю  $t_{пр}$  формується в схемі, коли ключ розімкнутий, а  
зворотний хід з тривалістю  $t_{зв}$  — коли замкнутий. Таким чином,  
для реалізації цього принципу генератор мусить мати зарядний або  
розрядний пристрій, конденсатор, що інтегрує, та ключ. Імпульси на-  
пруги пилкоподібної форми можуть бути як позитивної, так і негатив-  
ної полярності. На рис. 8.25, б показана реальна форма пилкоподібної  
імпульсу позитивної полярності. Імпульс негативної полярності  
є й дзеркальним відображенням останнього відносно часової осі.

Основні параметри напруги, що змінюється лінійно: тривалість  
прямого (робочого) ходу  $t_{пр}$ , тривалість зворотного ходу  $t_{зв}$ , період по-  
ворення  $T$ , амплітуда імпульсу  $U_m$ . Оскільки строго лінійної зміни  
напруги  $U(t)$  отримати неможливо, ступінь відхилення її від лінійно-  
го закону характеризується коефіцієнтом нелінійності

$$\epsilon = \frac{|U'(t)|_{t=0} - |U'(t)|_{t=t_{пр}}}{|U'(t)|_{t=0}}, \quad (8.50)$$

де  $|U'(t)|_{t=0}$  та  $|U'(t)|_{t=t_{пр}}$  — відповідно швидкість зміни напруги  
на початку та в кінці робочого ходу. В чекаючому режимі ще є трива-  
лість паузи  $t_{п}$ , протягом якої  $U(t) = \text{const}$ .

У практичних схемах генераторів лінійно-змінної напруги  $t_{пр}$  до-  
рівнює від десятих частин мікросекунди до десятків секунд,  $t_{зв}$  — від  
1 до 20 % від,  $t_{пр} U_m$  — від одиниць до тисяч вольт. Значення  $\epsilon$  також  
залежить від призначення схеми й досягає (наприклад, в осцилогра-  
фії) 10 %.

Важливим параметром, що характеризує схему генератора ліній-  
но-змінної напруги, є коефіцієнт використання напруги джерела жив-  
лення  $E$ , під яким розуміють відношення

$$\xi = U_m/E. \quad (8.51)$$

Узявши похідні  $dU_C/dt$  від виразу (8.49), коли  $t = 0$  та  $t = t_{\text{пр}}$ , і підставивши їх у формулу (8.50), отримаємо коефіцієнт нелінійності

$$\epsilon = 1 - e^{-t_{\text{пр}}/RC}. \quad (8.52)$$

Оскільки за  $t = t_{\text{пр}}$   $U_C = U_m$ , то згідно з рівнянням (8.49)

$$U_m = E_C (1 - e^{-t_{\text{пр}}/RC}),$$

або з урахуванням виразу (8.51)

$$\epsilon = U_m/E_C = \xi \quad (8.53)$$

Отже, високий ступінь лінійності пілкоподібної напруги (мале  $\epsilon$ ) можливий за умови  $E_C \gg U_m$ . Це призводить до поганого використання напруги джерела живлення. Наприклад, коли  $U_m = 10$  В, а  $\epsilon = 1\%$ , напруга джерела живлення має бути 1000 В.

Напруга на конденсаторі  $U_C$  зв'язана з протікаючим в ньому струмом  $i_C$  відомим співвідношенням

$$U_C = \frac{1}{C} \int i_C dt.$$

У випадку  $i_C = I = \text{const}$  напруга на конденсаторі  $U_C = It/C = kt$  змінюється в часі за лінійним законом. Отже, щоб напруга на конденсаторі змінювалася не за експоненціальним законом, а строго пропорційно часу, зарядний струм конденсатора має бути сталим. Для цього можна застосувати струмостабілізуючі елементи, струм яких не залежить від прикладеної напруги. Для стабілізації струму заряджання або розряджання конденсатора в генераторі напруги, яка змінюється лінійно, застосовують негативний зворотний зв'язок.

Розглянемо конкретні схеми генераторів лінійно-змінної напруги в інтегральному виконанні. Як активні ключові елементи у проектуванні таких генераторів в наш час найбільш широко використовують операційні підсилювачі, що мають велику функціональну надмірність. Щоб вихідна напруга була пропорційною інтегралові вхідної напруги, в ОП вмикають конденсатор в колі негативного зворотного зв'язку (див. п. 6.8). Тому генератори пілкоподібної напруги на ОП будують за принципом генераторів із зворотним зв'язком, що інтегрують сталу напругу джерела живлення, яке є для них вхідним.

На рис. 8.26, а показана схема генератора пілкоподібної напруги з  $RC$ -колом, що інтегрує і ввімкнене у коло негативного зворотного зв'язку ОП. Схемою керують імпульси  $U_{\text{зап}}$  позитивної полярності, які подають до інвертуючого входу підсилювача через діод VD, що кожного разу від'єднує схему (діодний ключ розімкнутий) від джерела керуючих імпульсів на час тривалості імпульсу. До подавання керуючого імпульсу  $U_{\text{зап}}$  (інтервал часу  $0 - t_1$ , рис. 8.26, б) напруга на інвертуючому вході  $U_{\text{вх}}^-$  позитивна, але трохи перевищує нульовий рівень. Напруга на неінвертуючому вході  $U_{\text{вх}}^+ = \beta E_C$ , де  $\beta =$

$= R_2/(R_1 + R_2)$ . Значення  $\beta$  за рахунок обраного співвідношення між опорами резисторів  $R_1$  та  $R_2$  задається таким чином, щоб рівень  $U_{вх}^+$  забезпечував стан ОП в режимі обмеження, коли  $U_{вих} \approx E_C$ . Конденсатор інтегратора заряджений до напруги джерела  $E_C$ .

Позитивний імпульс, впливаючи на вхід генератора в момент часу  $t_1$ , закриває діод VD, напруга  $U_{вх}^-$  збільшується при цьому до рівня, що забезпечує перехід підсилювача в активний режим, а напруга на виході стрибком зменшується на невелику величину. Конденсатор C

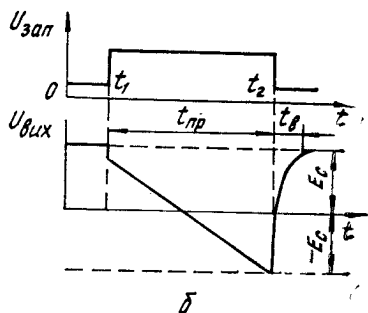
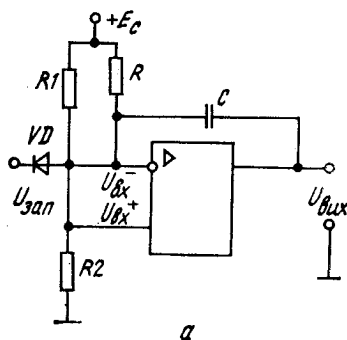


Рис. 8.26

починає розряджатися через резистор  $R$ . Оскільки ОП має скінченне значення коефіцієнта підсилення  $K_{пУ}$ , то струм розряджання конденсатора, ввімкненого в коло негативного зворотного зв'язку, не є строго сталим і в процесі розряджання трохи зменшується. Тому напруга дещо збільшується, що викликає на виході в  $K_{пУ}$  разів більше зменшення вихідної напруги. Якщо розрахункове співвідношення між сталою часу інтегруючого  $RC$ -кола та тривалістю робочого ходу задовольняє рівність

$$RC \approx 0,5 t_{пр}, \quad (8.54)$$

то за час імпульсу конденсатор повністю розряджається до нуля і перезаряджається до напруги  $-E_C$ .

Після закінчення в момент часу  $t_2$  керуючого імпульсу діод відкривається, напруга  $U_{вх}$  стрибкоподібно зменшується до вихідного рівня, а конденсатор швидко розряджається через відкритий діод та вихід підсилювача до нуля й заряджається до початкової напруги. Час відновлення генератора

$$t_v = 5C(r_d + R_{вих}), \quad (8.55)$$

де  $r_d$  — опір відкритого діода;  $R_{вих}$  — вихідний опір ОП.

Коефіцієнт нелінійності пілкоподібної напруги

$$\varepsilon = 1/K_{пУ} \quad (8.56)$$

визначається підсилювальними властивостями ОП, а напруга протягом робочого ходу лінійно зменшується.

Генератор пилоподібної напруги, яка лінійно зростає, можна створити, якщо інтегруюче RC-коло ввімкнути в коло позитивного зворотного зв'язку (рис. 8.27, а). У відсутності вхідного керуючого імпульсу  $U_{\text{зап}} \approx 0$ , діод VD відкритий, напруга на неінвертуючому вході  $U_{\text{вх}}^+ = 0$  і конденсатор розряджений ( $U_C(0) = 0$ ). Напруга на інвертуючому вході  $U_{\text{вх}}^-$  (за відповідним

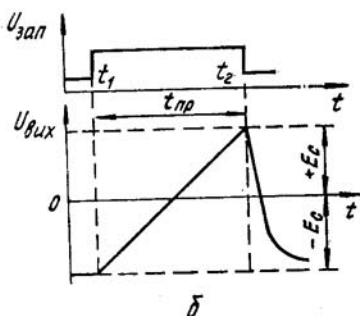
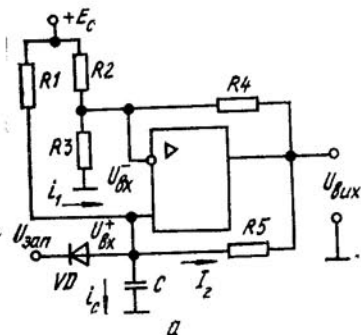


Рис. 8.27

чином розрахованими опорами подільника на резисторах  $R_2, R_3, R_4$ ) задається такого рівня, при якому ОП перебуває в режимі обмеження з  $U_{\text{вих}} = -E_C$ .

Вхідний керуючий імпульс  $U_{\text{зап}}$ , впливаючи на вхід схеми в момент часу  $t_1$ , закриває діод VD. Конденсатор  $C$  з урахуванням того, що  $U_C(0) \approx 0$  та  $U_{\text{вих}} = -E_C$ , починає заряджатися струмом  $I_C = i_1 - i_2 = E/R_1 - E/R_6$ . Якщо відповідним чином розрахувати параметри елементів схеми генератора, щоб  $\Delta i_1 = \Delta i_2$ , то  $I_C = \text{const}$ , і конденсатор заряджається строго постійним струмом. При цьому напруга  $U_{\text{вих}}$  збільшується і в момент закінчення робочого ходу досягає значення  $+E_C$ . В момент закінчення керуючого імпульсу ( $t = t_2$ ) діод різко відкривається і конденсатор з великою швидкістю розряджається. Вихідна напруга зменшується до рівня  $-E_C$ . Час відновлення вихідного стану схеми

$$t_a = 5C(r_d + R_{\text{вих}}), \quad (8.57)$$

де  $r_d$  — опір відкритого діода VD;  $R_{\text{вих}}$  — вихідний опір джерела керуючих імпульсів.

## Розділ 9. ЦИФРОВІ ЕЛЕМЕНТИ ТА ПРИСТРОЇ

### 9.1. ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА ЦИФРОВИХ ЛОГІЧНИХ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ

Для обробки і перетворення інформації в пристроях імпульсної техніки широко застосовують цифрові методи. Ці методи базуються на використанні сигналів у цифровій формі, що мають два фіксованих рівня напруги: високий та низький. Цим рівням напруг приписують логічні символи 1 та 0.

Сигнали в цифровій формі обробляються цифровими (логічними) інтегральними мікросхемами (ЦІМС), на яких базуються цифрові пристрої та системи. Головним елементом ЦІМС є електронний ключ, який може перебувати в одному з двох станів. Цим станам відповідає одне з двох фіксованих значень електричної величини: наявність або відсутність імпульсу, високий або низький потенціал. Оскільки більшість ЦІМС потенціалні, то сигнали на їх входах й виходах створюють високий або низький рівень напруги. Такі сигнали, здатні приймати два дискретних значення, називають двійковими змінними.

За способом кодування сигналів в ЦІМС розрізняють позитивну й негативну логіки. Для позитивної логіки високому рівню напруги приписують стан логічної 1, а низькому — логічного 0, для негативної логіки — навпаки. Так само як і аналогові мікросхеми, ЦІМС випускаються серіями. Мікросхеми різних серій мають два й більше виходів. Кількість виходів обмежується числом зовнішніх виводів стандартних корпусів і загалом не перевищують восьми. За функціональними ознаками ЦІМС поділяються на такі підгрупи: логічні елементи, тригери, елементи арифметичних пристроїв та ін. Найширше в цифрових пристроях і системах застосовують інтегральні логічні елементи: І, АБО, НІ, І—НІ, АБО—НІ і т. д.; види тригерів: RS, T, D, JK і т. д.

Для оцінки властивостей логічних елементів використовують вхідну, вихідну й передавальну статистичні характеристики. Вхідна характеристика являє собою залежність  $I_{вх} = f(U_{вх})$ , коли  $I_{вих} = 0$  і служить для розрахунку умов узгодження даного елемента з попереднім у різних режимах роботи. Вихідна характеристика описується залежністю  $I_{вих} = f(U_{вих})$ , коли  $I_{вх} = 0$  і дозволяє розраховувати умови узгодження даного елемента з наступним, тобто оцінити навантажувальну здатність даного елемента. Передавальна характеристика — залежність  $U_{вих} = f(U_{вх})$ , коли  $I_{вих} = 0$ , необхідна для визначення порогів спрацьовування елементів і їх завадостійкості у тій або іншій схемі.

Статистичні характеристики дозволяють визначити статистичні параметри ЦІМС: потужність споживання в сполученні логічного 0  $P_{спож}^0$ ; потужність споживання в сполученні логічної 1  $P_{спож}^1$ ; середня

потужність споживання  $P_{\text{спож.с}}$  — півсума потужностей, що їх споживає мікросхема від джерел живлення в двох різних стійких станах; вхідна  $U_{\text{вх}}^0$  й вихідна  $U_{\text{вих}}^0$  напруги логічного 0; вхідна  $U_{\text{вх}}^1$  й вихідна  $U_{\text{вих}}^1$  напруги логічної 1; вхідний  $I_{\text{вх}}^0$  і вихідний  $I_{\text{вих}}^0$  струми логічного 0; вхідний  $I_{\text{вх}}^1$  і вихідний  $I_{\text{вих}}^1$  струми логічної 1; порогова напруга логічного 0  $U_{\text{пор}}^0$  — найбільше значення низького рівня напруги в момент переходу з одного стійкого стану в інший; порогова напруга логічної 1  $U_{\text{пор}}^1$  — найменше значення високого рівня напруги в момент переходу з одного стану в інший; коефіцієнт об'єднання за входом  $K_{\text{об}}$  — число входів мікросхеми, за яким реалізується логічна функція; коефіцієнт розгалуження за виходом  $K_{\text{розг}}$  — число одиничних навантажень, які можна одночасно під'єднати до виходу мікросхеми; припустима напруга статистичної завади  $U_{\text{ст.з}}$  — найбільша припустима напруга статичної завади для високого й низького рівнів вхідної напруги, за якої ще не відбувається зміна рівнів вихідної напруги мікросхеми.

Властивості мікросхеми в режимі перемикання характеризуються такими динамічними параметрами: час переходу логічної мікросхеми зі стану логічного 0 до стану логічної 1  $t^{0,1}$  — інтервал часу, за який напруга на виході переходить від напруги логічного 0 до напруги логічної 1, виміряної на рівнях 0,1 та 0,9; час переходу логічної мікросхеми зі стану логічної 1 до стану логічного 0; час затримки вмикання  $t_{\text{затр}}^{1,0}$  — інтервал часу між вхідним та вихідним імпульсами при переході напруги на виході від напруги логічного 0 до напруги логічної 1, виміряної на рівні 0,9; час затримки поширення сигналу в момент вмикання  $t_{\text{затр.пош.с}}^{1,0}$  — інтервал часу між вхідним та вихідним імпульсами при переході напруги на виході від напруги логічної 1 до напруги логічного 0, виміряний на рівні 0,5 амплітуди імпульсу; час затримки поширення сигналу в момент вимикання  $t_{\text{затр.пош.с}}^{0,1}$  — інтервал часу між вхідним та вихідним імпульсами при переході напруги від напруги логічного 0 до напруги логічної 1, виміряної на рівні 0,5 амплітуди імпульсу; середній час затримки поширення сигналу  $t_{\text{затр.пош.с}}$  — інтервал часу, що дорівнює півсумі часу затримки поширення сигналу в моменти вмикання й вимикання мікросхеми.

Перші ЦІМС виготовлялися в гібридному тонкоплівковому (серії К205, К217, К243) або товстоплівковому (серії К202, К204, К215) варіантах. Тепер перевага надається напівпровідниковим ЦІМС, що мають завдяки вдосконаленню технологічних процесів стабільніші параметри й меншу вартість.

Аналіз роботи ЦІМС базується на використанні апарату математичної логіки, в основі якої лежить розуміння події, яка оцінюється лише з позиції її настання. Подія може статися або не статися. Подій, які б одночасно і наставали і не наставали, не існує. Отже, кожній події можна приписати значення істинності, що дорівнює 1



або 0. Наприклад, будь-яку подію можна позначити символом  $x$  і вважати, що  $x = 1$ , якщо подія відбулася, і  $x = 0$ , якщо подія не відбулася. Це дуже зручно для виконання операцій у двійковій системі числення, де є лише дві цифри: 1 та 0.

Будь-яку величину, яка може мати два значення (1 або 0), в алгебрі логіки називають двійковою змінною. При цьому кожний двійковий змінний, наприклад  $X$ , ставиться у відповідність зворотна інверсія або додаткова до неї змінна так, що коли  $x = 0$ , то  $\bar{x} = 1$ , коли  $x = 1$ , то  $\bar{x} = 0$ . Змінну  $\bar{x}$  належить читати як НЕ  $x$ .

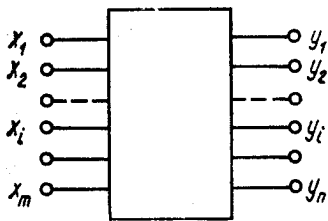


Рис. 9.1

Якщо з простими подіями здійснити логічні операції, можна отримати складну подію або логічну функцію, що називається двійковою функцією. Виконання логічних операцій над двійковими змінними лежить в основі обробки інформації.

Як відзначалося раніше, ЦІМС являє собою ключі, які мають в загальному випадку  $m \geq 1$  входів та  $n \geq 1$  виходів (рис. 9.1) і реалізують означену логічну перемикальну функцію:

$$y_j = f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_i, \dots, x_m), \quad j = 1, 2, 3, \dots, n, \quad (9.1)$$

де  $x_i$  — інформаційне значення входних сигналів, що дорівнюють логічній 1 та логічному 0;  $y_j$  — інформаційні значення вихідних сигналів, які в залежності від  $x_i$  можуть приймати лише значення 1 або 0. При цьому для зображення двійкових змінних в електронних системах використовують електричні сигнали. Для кращого сприйняття суті логічної дії, вираженої логічною функцією (9.1), її часто задають у вигляді таблиці стану входних  $x_i$  та вихідних  $y_j$  змінних. Таку таблицю називають таблицею істинності або перемикальною. Розглянемо основні логічні функції двох змінних.

Найпростішою логічною функцією є функція НІ, що називається також логічним запереченням або інверсією. Така функція позначається рискою над змінною

$$y = \bar{x} \quad (9.2)$$

і читається так:  $y$  дорівнює не  $x$ . Логічну функцію НІ реалізує логічна мікросхема НІ, умовне графічне позначення якої показано на рис. 9.2, а.

Логічна функція АБО називається диз'юнкцією (логічним додаванням) і позначається символами «+» або  $\vee$  (від латинського слова *vel* — або):

$$y = x_1 + x_2 + x_3 + \dots + x_m = x_1 \vee x_2 \vee x_3 \vee \dots \vee x_m. \quad (9.3)$$

Логічна функція АБО справжня тоді, коли справжні хоча б одна змінна  $x$  або декілька змінних. Схема, що реалізує цю функцію, нази-

вається логічною схемою АБО (схемою збирання) і має умовне графічне позначення, подане на рис. 9.2, б (символ 1 позначає функцію АБО).

Логічна функція І називається кон'юнкцією (логічним множенням) і позначається символами «·» або  $\wedge$ :

$$y = x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot \dots \cdot x_m = x_1 \wedge x_2 \wedge x_3 \wedge \dots \wedge x_m. \quad (9.4)$$

Логічна функція І справжня тоді, коли справжні всі логічні змінні  $x$ . Логічну функцію І реалізують логічні мікросхеми І (схеми збігу).

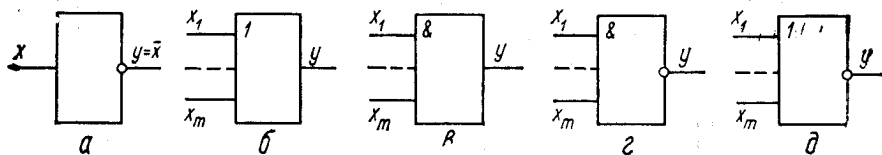


Рис. 9.2

Графічне позначення схеми І показано на рис. 9.2, в (символ & позначає функцію І).

За допомогою розглянутих логічних схем НІ, АБО, І можна реалізувати логічну функцію будь-якої складності чи створити скільки завгодно складний у функціональному відношенні цифровий пристрій. Система рівнянь (9.2)—(9.4) є функціонально повною, а схеми НІ, АБО, І називають функціонально повною системою логічних елементів. При цьому доведено, що для побудови будь-яких цифрових систем достатньо використовувати лише дві схеми з трьох основних: схеми АБО та НІ, попарно об'єднавши які, отримують два універсальних логічних елементи: І—НІ, АБО—НІ.

Елемент І—НІ виконує логічну функцію, що називається запереченням кон'юнкції (штрих Шефера). Ця функція хибна лише тоді, коли всі змінні  $x$  істинні:

$$y = \overline{x_1 \wedge x_2 \wedge x_3 \wedge \dots \wedge x_m}. \quad (9.5)$$

Функцію І—НІ називають також функцією заперечення логічного добутку вхідних сигналів. Умовне графічне позначення логічного елемента І—НІ показано на рис. 9.2, г.

Елемент АБО—НІ виконує логічну функцію, що називається запереченням диз'юнкції (стрілка Пірса), яка справжня лише тоді, коли всі змінні  $x$  хибні:

$$y = \overline{x_1 \vee x_2 \vee x_3 \vee \dots \vee x_m}. \quad (9.6)$$

Функцію АБО—НІ називають також функцією заперечення логічного додавання вхідних сигналів. Умовне графічне позначення логічного елемента АБО—НІ, що реалізує логічну функцію заперечення диз'юнкції, показано на рис. 9.2 д.

## 9.2. СХЕМИ ЦИФРОВИХ ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

Логічні елементи призначені для виконання логічних операцій в цифровою інформацією за двійковим способом зображення дискретних сигналів. Виключно важливою обставиною при проектуванні логічних вузлів є те, що зв'язок логічного елемента з попереднім та наступним елементами здійснюється без застосування реактивних компонентів, що дозволяє виготовляти логічні мікросхеми лише в інтегральному виконанні.

Логічні мікросхеми реалізуються на ключах різних типів: діодних, транзисторних, діодно-транзисторних та ін. При цьому транзисторні-

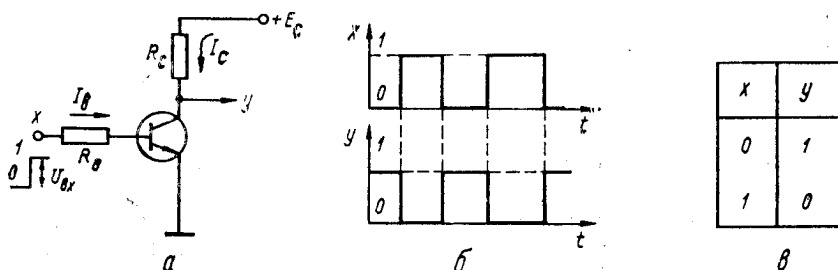


Рис. 9.3

ключі виконують на біполярних транзисторах  $n-p-n$ -типу з напругою живлення  $E_c > 0$ . Тому дискретні сигнали в логічних мікросхемах мають позитивну полярність. Наприклад, транзистор закритий — високий позитивний рівень напруги на колекторі (логічна 1), транзистор повністю відкритий — низький рівень напруги на колекторі (логічний 0). Для розгляду процесів у логічних елементах вважатимемо, що низький рівень напруги сигналу дорівнює нулю, а час переходу транзистора з одного стану у другий достатньо малий.

Залежно від типу компонентів, які використовують для побудови схем логічних елементів, розрізняють чотири основних типи логіки: діодно-транзисторна логіка ДТЛ, транзисторна логіка з резистивним зв'язком РТЛ, транзисторно-транзисторна логіка ТТЛ, транзисторна логіка ТЛ.

**Логічний елемент НІ.** Логічну функцію НІ реалізують логічні елементи НІ, схеми яких містять ключі з одним входом й одним виходом (рис. 9.3, а). Аналіз роботи такого ключа приведений в п. 8.2.

Логічний елемент НІ реалізує функцію (9.2). За відсутності на вході  $x$  сигналу (за наявності логічного 0) транзистор закритий і на виході  $y$  високий рівень напруги (логічна 1, рис. 9.3, б). З подачею до входу схеми  $x$  позитивного імпульсу (високого рівня напруги — логічної 1) транзистор відкривається (насичується), й на виході з'являється негативний імпульс (низький рівень напруги  $U_{нас} \approx 0$ , тобто

$y = 0$ . Для схеми НІ таблиця справжності має простий вигляд (рис. 9.3, в). Таким чином, виконується операція інверсії (логічного заперечення), тому елемент НІ часто називають логічним інвертором.

**Логічний елемент АБО.** Логічну функцію АБО (див. рівність (9.3)) реалізує логічний елемент АБО, схема якого виконується на основі ключів з двома або більше входами й одним виходом. Принцип роботи такої схеми полягає в тому, що вихідний сигнал  $y$  дорівнює логічній

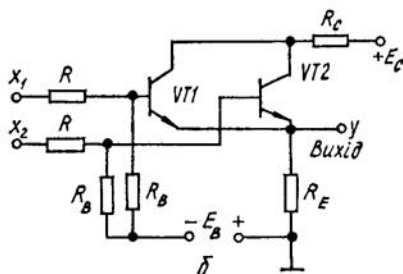
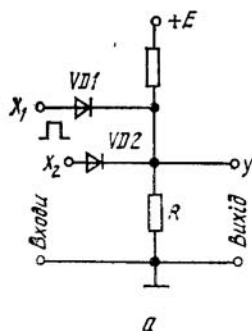


Рис. 9.4

1, якщо хоча б один з вхідних сигналів (або декілька сигналів)  $x_i$  дорівнює 1, у противному разі на виході логічний 0.

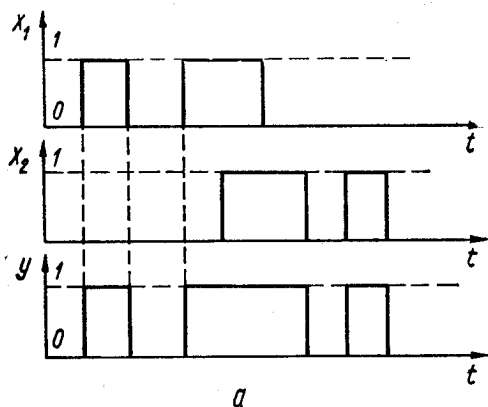
На рис. 9.4, а показана найпростіша схема логічного елемента АБО на два входи з двома діодними ключами VD1 та VD2. У початковому стані діоди VD1 та VD2 закриті невеликою напругою зміщення  $+E$ , прикладеною до катодів, і сигнал на виході має низький рівень (дорівнює логічному 0). З подачею на один або декілька входів позитивної напруги, що перевищує рівень  $+E$ , діоди відкриваються, вхідні сигнали (одна або декілька логічних 1) передаються до виходу, і на виході з'являється логічна 1. До діодів, для яких вхідний сигнал дорівнює нулю (логічний 0), прикладена зворотна напруга, і вони залишаються в закритому стані.

Часто інтегральні схеми елементів АБО виготовляють на транзисторах. Розглянемо роботу транзисторної схеми АБО на два входи (ТЛ) з паралельним ввімкненням транзисторів VT1 та VT2 на загальне емітерне навантаження (рис. 9.4, б). Такі схеми АБО використані в мікросхемах 137-ї та 138-ї серій.

У початковому стані обидва транзистори закриті негативним зміщенням на бази від джерела  $E_B$ . Оскільки емітерний повторювач (транзистори VT1 та VT2 ввімкнені за схемою із 3К) не підсилює напругу й не повертає фази вхідного сигналу, після подачі до будь-якого зі входів  $x_i$  позитивного потенціалу (логічної 1) відповідний транзистор відкривається, і вихід  $y$  набуває такого самого потенціалу (логічної 1) того самого рівня.

Часові діаграми напруг на входах  $x$  та виході  $y$  схеми АБО, а також таблиця істинності показані відповідно на рис. 9.5, а, б.

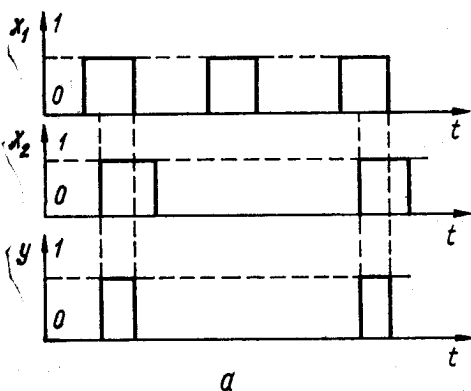
**Логічний елемент І.** Логічна схема на основі ключів з двома або більше входами й одним виходом виконує операцію логічного множення (див. рівняння (9.4)), якщо сигнал зі значенням 1 з'являється на



| $x_1$ | $x_2$ | $y$ |
|-------|-------|-----|
| 0     | 0     | 0   |
| 0     | 1     | 1   |
| 1     | 0     | 1   |
| 1     | 1     | 1   |

б

Рис. 9.5



| $x_1$ | $x_2$ | $y$ |
|-------|-------|-----|
| 0     | 0     | 0   |
| 0     | 1     | 0   |
| 1     | 0     | 0   |
| 1     | 1     | 1   |

б

Рис. 9.6

виході лише тоді, коли на всі входи одночасно подають сигнали логічної 1; у противному разі (навіть за наявності на входах одного 0) вихідний сигнал відсутній (дорівнює логічному 0). Часові діаграми й таблиця істинності двовходового елемента І показані на рис. 9.6, а, б.

Інтегральну логічну схему І звичайно виконують на діодах. Для компенсації деякого послаблення сигналу або розв'язки з навантаженням на виході такої схеми часто вмикають транзистор (ДТЛ). Схе-

ма логічного елемента І на три входи з можливістю розширення по І (можна підключити до вільного четвертого входу ще один діод паралельно іншим діодам) показана на рис. 9.7. Діодний логічний елемент І являє собою послідовний діодний ключ з  $m$  входами (див. п. 8.5.)

Якщо на всіх входах схеми низький потенціал (логічний 0), то всі діоди відкриті. При цьому через резистори  $R_1$ ,  $R_2$  та діоди протікають струми від джерела живлення  $E_C$ , замикаючись через входи джерел вхідних сигналів. Оскільки сумарний опір  $R_1 + R_2$  набагато більший за опір діодів, зміщення у прямому напрямі, напруга на виході діодів (вивід бази транзистора), а також на виході транзистора (вивід емітера) близька до нуля (логічний 0).

Після надходження до одного зі входів високого потенціалу  $U > E_C$  (логічна 1) відповідний діод закривається. Однак інші діоди відкриті, а тому на виході схеми зберігається нульовий потенціал (діоди ввімкнені паралельно). Коли на всіх входах з'явиться напруга логічної 1, всі діоди закриваються, струми діодів через опір  $R_1 + R_2$  дорівнюють нулю, й напруга на виході діодів (отже, на виході схеми) стрибком досягає значення, що дорівнює  $+E_C$  (логічна 1).

Якщо логічний елемент І має кількість входів більшу за кількість вхідних сигналів, то невикористані входи необхідно з'єднати з «+» джерела живлення. Діоди цих входів будуть завжди в закритому стані, що зменшує ймовірність проходження завад на виході схеми І від наведень.

**Логічний елемент І—НІ.** Цей логічний елемент виконує функцію негативного логічного добутку вхідних сигналів (див. рівняння (9.5)). Це означає, що на виході логічного елемента І—НІ сигнал відсутній (логічний 0) лише тоді, коли сигнали одночасно надходять до всіх входів. В інших випадках на виході є сигнал, що відповідає логічній 1. Часові діаграми й таблиця істинності для двовходового логічного елемента І—НІ показані на рис. 9.8, а, б.

Інтегральні логічні схеми І—НІ виконують за типами ДТЛ (рис. 9.9, а) та ТТЛ (рис. 9.9, б).

У першій схемі з трьома входами й розширенням по І (мікросхема К109ЛБ1А) операцію І здійснюють діодна частина (діоди  $VD1—VD3$ ) з резисторами  $R_1$ ,  $R_2$  та транзистор  $VT1$  (повний аналог мікросхеми на рис. 9.7). Підсилювальний каскад (інвертор на транзисторі  $VT2$ ) здійснює операцію НІ. Діод  $VD5$ , що зв'яже діодну частину з інвертором, служить для надійного закривання транзистора  $VT2$ , потенціал бази якого нижчий за потенціал точки А на величину прямого спаду напруги на діоді.

Якщо до всіх входів надходять низькі рівні напруг (логічні 0), то діоди  $VD1—VD3$  відкриті й забезпечують потенціал точки А близький

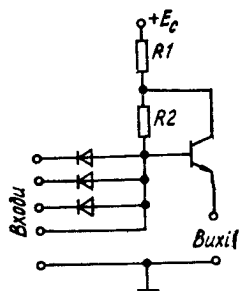


Рис. 9.7

до нуля (див. рис. 9.7). Транзистор VT2 надійно закритий діодом VD5, і напруга на колекторі (на виході схеми) дорівнює  $+E_{C2}$  (логічна 1). Логічна 1 на виході зберігатиметься доти, поки до всіх входів не надійдуть сигнали високого рівня (логічна 1). В цьому випадку діоди VD1—VD3 закриються, потенціал точки А збільшиться до  $+E_{C1}$ , а транзистор VT2 вийде в режим насичення з низькою напругою на колекторі (логічний 0). Це відповідає логічній операції І—НІ.

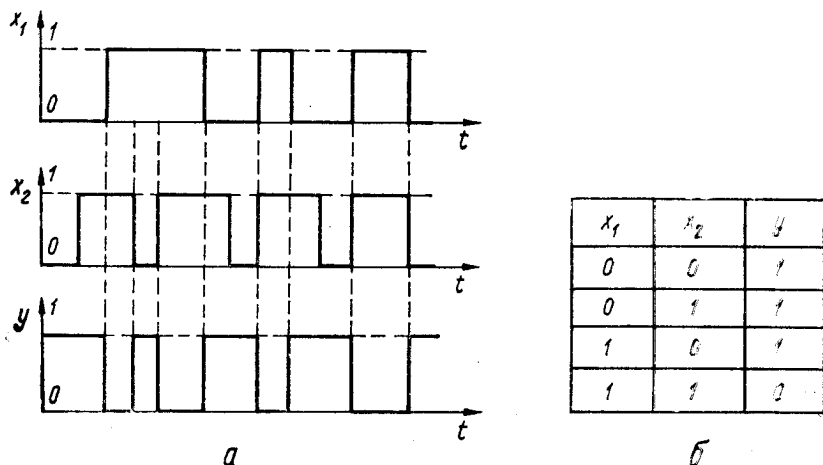


Рис. 9.8

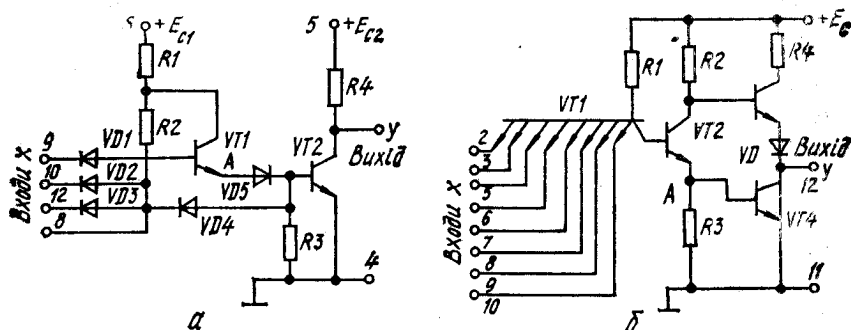


Рис. 9.9

Більшою швидкістю характеризується схема типу ТТЛ (мікросхема 134ЛА2А, в якій операцію І реалізує багатоемітерний транзистор VT1, а операцію НІ — складний інвертор на транзисторах VT2—VT4. За високих рівнів напруги на всіх входах схеми (логічна 1) всі переходи емітер—база багатоемітерного транзистора зміщуються в зворотному напрямі (закриті), а перехід база—колектор за рахунок напруги джерела  $E_C$  — в прямому. Струм колекторного переходу транзисто-

ра VT1, що протікає через перехід емітер—база транзистора VT2, вводить останній у режим насичення. Завдяки цьому транзистор VT3 закритий низькою за рівнем напругою на колекторі насиченого транзистора VT2, а транзистор VT4 насичений внаслідок високого потенціалу в точці А на його вході. Це забезпечує майже нульовий рівень напруги на виході схеми (логічний 0), тобто здійснення логічної операції І—НІ. Якщо хоча б до одного входу схеми надійде сигнал логічного 0

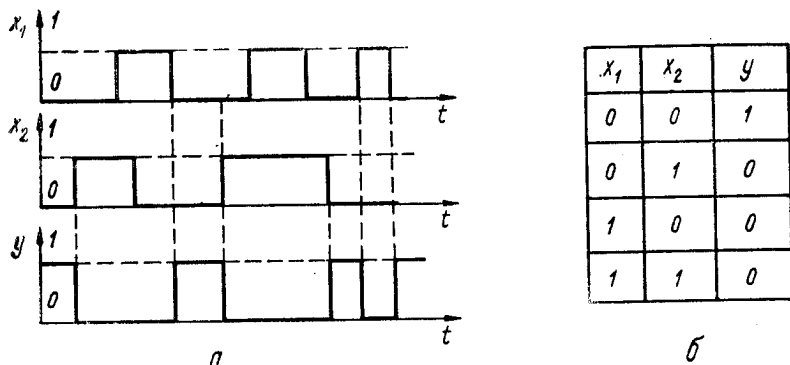


Рис. 9.10

(низький рівень напруги), то транзистор VT2 ввійде в режим відсічки, транзистор VT3 відкриється високою напругою на колекторі. VT3 в цьому випадку працює як емітерний повторювач.

**Логічний елемент АБО—НІ.** Логічна схема на основі ключів з двома або більше входами й одним виходом виконує функцію заперечення логічного додавання (див. рівняння (9.6)), якщо входним сигналом, що дорівнюють одиниці, відповідає логічний 0 на виході, а за нульових сигналів на всіх входах вихідний сигнал 1. Логічний елемент АБО—НІ працює як логічний елемент НІ з декількома входами. Часові діаграми й таблиця істинності схеми АБО—НІ на два входи зображена на рис. 9.10, а, б.

Схема логічного елемента АБО—НІ на транзисторах на чотири входи (один елемент мікросхеми 115ЛЕ2), що виконана за типом ТЛ, показана на рис. 9.11. За низького рівня напруги на входах (логічний 0) транзистори закриті й на виході логічна 1 ( $U_{\text{севідс}} \approx +E_c$ ). Якщо хоча б до одного із входів прикласти високий рівень напруги, що відповідає логічній 1, то відповідний до цього входу транзистор ввійде в режим насичення, й потенціал колекторів всіх транзисторів (вихід схеми) зменшиться майже до 0 (логічний 0). Таким чином, реалізується логічна операція АБО—НІ.

При конструюванні цифрових інтегральних мікросхем на друкованих платах необхідно особливу увагу приділяти застосуванню засобів захисту від впливу статичних та імпульсних завад. Найбільш чутли-



вими до дії завод є мікросхеми, що мають низький перепад логічних рівнів. Щоб забезпечити високу надійність цифрової апаратури, необхідно раціонально розмістити корпуси мікросхем на друкованих платах, застосувати засоби розв'язки у колах напруг живлення, екранізувати кола зв'язку між окремими елементами або вузлами.

### 9.3. ТРИГЕРИ

Тригером називається пусковий пристрій (рис. 9.12), на двох виходах якого в момент впливу керуючих імпульсних сигналів  $U_k$  виникають стрибки напруги  $U_{вих1}$  та  $U_{вих2}$ . Двом рівням вихідної напруги, значення яких умовно показані у вигляді «0» та «1», відповідають два рівні стійкої рівноваги. Отже, по закінченні дії керуючих імпульсних сигналів тригер має властивість зберігати двійкову інформацію, що є дуже важливим в імпульсній цифровій техніці.

В інтервалі часу  $t_1 - t_2$   $U_{вих1}$  відповідає нульовому рівню напруги, а  $U_{вих2}$  — одиничному (перший стан стійкої рівноваги). В такому стані спокою тригер може перебувати як завгодно довго до надходження керуючого імпульсу. Після надходження на вхід тригера в момент часу  $t_2$  керуючого імпульсу рівні напруг на обох виходах змінюються на протилежні (другий стан стійкої рівноваги — інтервал часу  $t_2 - t_3$ ). Отже, сигнали на двох виходах тригера, один з яких називають прямим, а другий — інверсним, змінюються у протифазі.

Тригер, що виробляє коливання розривного типу, являє собою підсилювач постійного струму з перехресним зворотним зв'язком. Тому

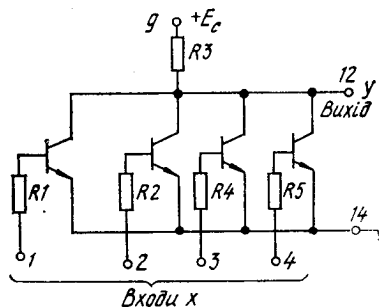


Рис. 9.11

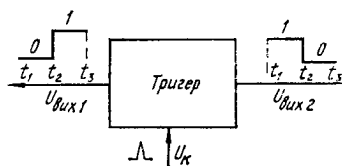


Рис. 9.12

під впливом керуючого імпульсу в тригері протікає регенеративний процес, що обумовлює виникнення в ньому стрибків напруги з необмеженим частотним спектром. Для регенеративного процесу умова самозбудження такої структури, що визначається умовами балансу фаз та амплітуд (див. рівняння (7.6) та (7.7)), має виконуватися за будь-якої частоти у діапазоні від 0 до  $\infty$ . В інтегральній мікросхемотехніці тригери виготовляють або як завершений функціональний елемент за схе-

мою двокаскадного ключа на біполярних транзисторах з позитивним зворотним зв'язком, або на основі логічних інтегральних елементів.

**Симетричні тригери на біполярних транзисторах в інтегральному виконанні** виготовляють аналогічно симетричному тригеру з колекторно-базовими зв'язками (рис. 9.13, а). Тригер являє собою двокаскадний ключ із ЗЕ, вихід якого замкнений на вхід. Зв'язок між каскадами здійснюється через резистори  $R$ , які ввімкнені між колекторами і базами суміжних транзисторів. Для формування процесів перемикання

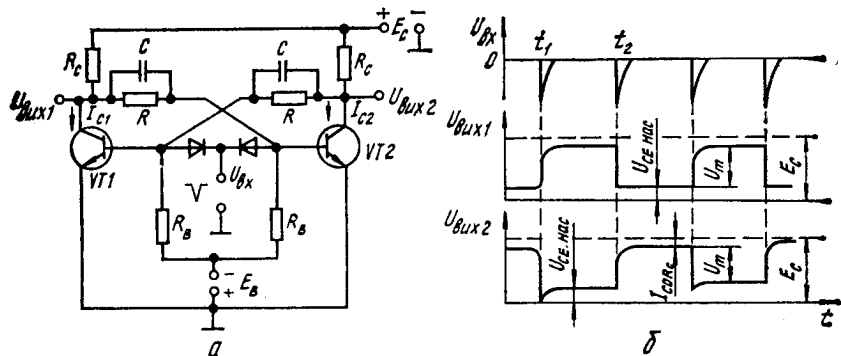


Рис. 9.13

тригера використовують прискорювальні конденсатори  $C$ , які шунтують резистори  $R$ . Запускається тригер, коли подаються керуючі імпульси одночасно на бази обох транзисторів (лічильний запуск). Проаналізуємо фізичні процеси, що протікають у тригері.

Схема має два стани стійкої рівноваги: транзистор  $VT1$  закритий,  $VT2$  насичений або  $VT1$  — насичений, а  $VT2$  — закритий. Один з таких станів (причому наперед невідомо, який з них) встановлюється самодовільно після під'єднання до схеми джерела живлення  $E_C$ . Припустимо, що у початковому стані транзистор  $VT2$  закритий. Тоді на його колекторі позитивний потенціал близький до  $E_C$ . Цей потенціал через опір  $R$  зворотного зв'язку прикладається до бази транзистора  $VT1$  і переводить його в стан насичення. Оскільки потенціал колектора насиченого транзистора  $U_{CE \text{ нас}}$  близький до нуля, то до бази транзистора  $VT2$  від джерела зміщення  $E_B$  через подільник напруги  $R$ ,  $R_B$  подається негативна напруга, що надійно підтримує транзистор  $VT2$  в закритому стані. Такий стан тригера, коли немає на його вході керуючих імпульсів, є стійким.

З надходженням до загального входу схеми в момент часу  $t_1$  імпульсу негативної полярності малої тривалості стан закритого транзистора  $VT2$  не змінюється, однак транзистор  $VT1$  виходить зі стану насичення (робоча точка транзистора переходить з області насичення до межі в активну область) й відновлюються його підсилювальні властивості.

При цьому колекторний струм  $I_{C1}$  зменшується, а напруга на колекторі збільшується. Позитивний приріст колекторної напруги через резистор  $R$  передається до бази транзистора VT2. Коли цей приріст напруги компенсує напругу зміщення на базі транзистора VT2, останній виходить із закритого стану і його підсилювальні властивості відновлюються. З цього моменту виконуються умови самозбудження й починається процес перевертання тригера. При цьому подальше зменшення струму  $I_{C1}$  збільшує приріст позитивної напруги на колекторі транзистора VT1, яка передається до бази транзистора VT2, викликаючи його форсоване відкривання. Струм  $I_{C2}$  збільшується, а напруга на колекторі транзистора VT2 зменшується. Цей приріст негативного потенціалу передається до бази транзистора VT1, закриваючи його в ще більшій мірі. Відбувається подальше зменшення колекторного струму  $I_{C1}$  і т. д. Закінчується процес перевертання закриттям транзистора VT1 ( $U_{C1} = U_{\text{вих1}} \approx E_C$ ), відкриттям транзистора VT2 ( $U_{C2} = U_{\text{вих2}} \approx U_{C\text{Енас}}$ ) й припиненням дії позитивного зворотного зв'язку. Тригер переходить до другого стану стійкої рівноваги. Наступний імпульс запуску в момент часу  $t_2$  (рис. 9.13, б) перевертає тригер до початкового стану (перший стан стійкої рівноваги). Після цього в ньому протікає регенеративний процес, аналогічний до описаного вище.

Таким чином, регенеративний процес перемикання схеми проходить в моменти надходження до входу імпульсів запуску. Решту часу схема перебуває в стані стійкої рівноваги. Як видно з часових діаграм, після надходження до входу тригера чотирьох імпульсів на колекторі будь-якого транзистора (обидва виходи — прямий та інверсний — рівноцінні) отримуємо два імпульси. Отже, тригер, формуючи вихідні імпульси прямокутної форми, поділяє кількість імпульсів на два, що зумовлює широке використання його як подільника частоти.

Тривалість переднього фронту імпульсу, який формується на колекторі (виході) транзистора, що насичується, визначається виразом

$$t_{\phi} = \tau_C \left[ 1 / \left( 1 - \frac{\tau_{h_{21B}}}{\tau_C} \cdot \frac{1}{1 - U_{BE}/E_C} \right) \right], \quad (9.7)$$

де  $\tau_C = CR_C$ ;  $\tau_{h_{21B}} = 1/\omega_{h_{21B}}$  — стала часу коефіцієнта передачі  $h_{21B}$ ;  $U_{BE}$  — початкове негативне зміщення на базі транзистора, що насичується.

Тривалість зрізу імпульсу, який формується на колекторі (виході) транзистора, що закривається,

$$t_s \approx 2,2 \tau_C. \quad (9.8)$$

Найменший інтервал часу між двома імпульсами запуску, які обумовлюють безперебійне перемикання тригера, називають дозвільним часом тригера. При цьому допустима ймовірність збою під час переми-

кання тригера мізерно мала (менше одного збою на  $10^{11} \dots 10^{13}$  перемикань). В будь-якому випадку  $T_{\text{дозв}}$  не може бути меншим за тривалість регенеративного процесу. Величину  $F_{\text{шв}} = 1/T_{\text{дозв}}$  (Гц), що визначає найбільше можливе число безперебійних перемикань тригера за 1 с за незмінної величини  $T_{\text{дозв}}$  між керуючими імпульсами, називають швидкістю тригера. Швидкість сучасних тригерних пристроїв досягає 100 МГц та більше. Максимальна швидкість тригера з колекторно-

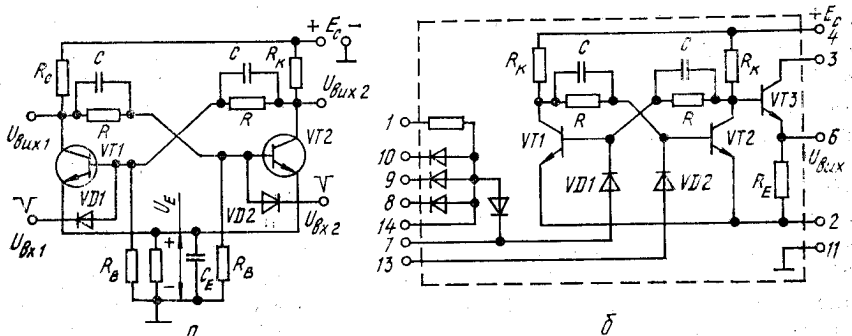


Рис. 9.14

базовими зв'язками

$$F_{\text{шв. max}} \approx 0,7 f_{h_{21B}}, \quad (9.9)$$

де  $f_{h_{21B}}$  — гранична частота підсилення транзистора у схемі із ЗБ залежить від амплітуди імпульсу запуску і досягається за умови  $t_{\phi} = t_s$ . З цієї умови визначають оптимальну ємність прискорюючих конденсаторів

$$C_{\text{opt}} = 1,5/\omega_{h_{21B}} R_C. \quad (9.10)$$

Амплітуда вихідних імпульсів

$$U_m = (E_C - I_{C0} R_C) \cdot R / (R + R_C). \quad (9.11)$$

На відміну від розглянутої схеми з лічильним входом тригер можна запустити і в режимі з роздільним входом (роздільний запуск, рис. 9.14, б). В цьому випадку тригер переходить з одного стійкого стану рівноваги у другий після подачі по чергово до бази кожного транзистора імпульсів однієї полярності або до бази одного з транзисторів імпульсів по чергової полярності. В схемі є автоматичне зміщення за рахунок напруги  $U_E$ , що виділяється на резисторі  $R_E$ , коли протікає струм емітера  $I_E = I_C/h_{21B}$  у відкритому транзисторі. Ємність конденсатора  $C_E$ , який забезпечує сталу напругу  $U_E$  в процесі перевертання тригера, розраховують за формулою  $C_E = 20/f_{h_{21B}} R_E$ .

Автоматичне зміщення не потребує додаткового джерела живлення, що є безперечною перевагою схеми. Однак амплітуда вихідних імпуль-

сів трохи менша, ніж у схемі тригера із зовнішнім зміщенням, адже частина напруги джерела живлення виділяється на резисторі  $R_E$ . Тому для визначення амплітуди вихідних імпульсів у формулі (9.11) необхідно замінити  $E_C$  на  $E_C - U_E$ .

Схеми тригерів (рис. 9.13, а, 9.14, а) інтегральні. На рис. 9.14, б показана інтегральна схема тригера з роздільним входом (мікросхема 221ТР1). Суть процесів регенерації, що протікають в цій схемі, повністю відповідають процесам в описаній схемі за рис. 9.13, а. Схемотехнічна відмінність мікросхеми 221ТР1 в тому, що сигнали керування запуском тригера з одного входу надходять через логічну схему І (див. п. 9.2). Для покращання умов узгодження тригера з навантаженням вихідні імпульси знімають з його виходу через емітерний повторювач на транзисторі VT3.

**Тригери на цифрових логічних елементах.** Для розширення функціональних можливостей цифрових вузлів і систем застосовують тригерні пристрої, що поєднують за певних правил кілька стандартних логічних елементів і виконують у сукупності більш складні логічні функції. Такі тригери складаються з двох—чотирьох простих логічних елементів і являють собою одну мікросхему. Останнім часом промисловість випускає складні мікросхеми, що містять десятки й навіть сотні тригерів.

Цифровий тригер вміщує саме тригер і логічний пристрій керування, який визначає функціональні можливості тригера. Структурна схема цифрового тригера зображена на рис. 9.15. Пристрій керування (ПК) перетворює інформацію, що надходить до входів  $A_i$ , в сигнали, які керують власне тригером. В цій схемі тригер можна вважати елементом пам'яті, який ніби записує отриману інформацію.

В залежності від способу запису інформації тригери поділяються на асинхронні (несинхронізовані) й синхронні (синхронізовані). В асинхронних тригерах інформація записується безпосередньо в момент її надходження до входів  $A_i$ , в синхронних тригерах — лише за подачею синхронізуючого (тактуючого) сигналу до спеціально передбачених тактових входів.

Тригерний пристрій на логічних елементах надає широкі можливості для створення схем, що реалізують різні логічні функції. В залежності від комбінації стану на входах ( $A_i = 0$  або  $A_i = 1$ ) на виходах тригерів можна отримати різні стани. Вихідні стани тригерів прийнято позначати так: 0 — тригер постійно має на виході стан  $Q = 0$  незалежно від станів на входах; 1 — тригер постійно має на виході стан  $Q = 1$  незалежно від стану на входах;  $Q$  — стан тригера не змінюється із зміною інформації на вході (прямий вихід тригера);  $\bar{Q}$  — стан тригера змінюється на зворотний із зміною інформації на вході (інверсний вихід тригера);  $X$  — невизначений стан тригера.

Стан тригера невизначений, коли після отримання інформаційного сигналу на виході з однаковою ймовірністю можливі стани  $Q = 0$  або  $Q = 1$ .

У найпростішому тригерному пристрої з одним інформаційним входом і двома виходами можна отримати 25 функціонально різних типів тригерів. Коли входів два й виходів два, число типів зростає до 625. Однак на практиці застосовують чотири основні типи тригерів, що відрізняються виглядом логічного рівняння, яке характеризує стан-входів та виходів до та після отримання інформації: RS-тригери з роздільним запуском (тригери з установлювальними входами); D — три-

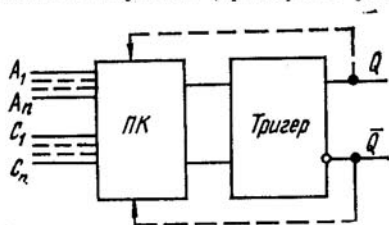


Рис. 9.15

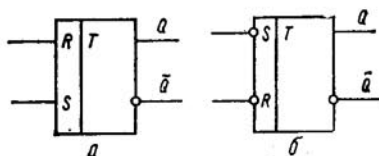


Рис. 9.16

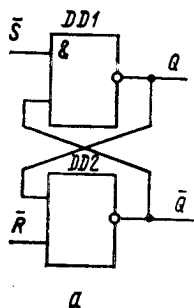
гери з надходженням інформації одним входом (тригер затримки); Т-тригери з лічильним входом; універсальні JK-тригери.

Назва тригера визначає кількість інформаційних входів, а також їх призначення. Дволітерні назви (RS, JK) означають наявність у тригері двох інформаційних входів з відповідними назвами, однолітерні назви (D, T) — одного інформаційного входу. Між інформаційними сигналами на входах тригера і його станом є визначений логічний зв'язок, який задається таблицею переходів.

**RS-тригери.** В залежності від способу запису інформації RS-тригери поділяються на асинхронні та синхронні (тактовані). Для створення асинхронного тригера достатньо двох однотипних логічних елементів. Найчастіше RS-тригери виконують на логічних елементах І—НІ чи АБО—НІ. Умовні графічні позначення RS-тригера з прямим та інверсним входами показані відповідно на рис. 9.16, а, б.

RS-тригер характеризується двома станами: логічною 1 і логічним 0. У стані логічної 1  $Q = 1$ ,  $\bar{Q} = 0$ , а в стані логічного нуля  $Q = 0$  та  $\bar{Q} = 1$ . В стані логічної 1 тригер встановлюється за інформаційним входом S (від англійського слова set — встановлювати). Відновлення тригера в початковому стані логічного 0 відбувається за інформаційним входом R (reset — відновлювати). RS-тригер, що спрацьовує за зміни вхідного сигналу від 0 до 1, тобто запускається сигналами, які відповідають стану 1 (позитивна логіка), є тригером з прямими входами. Якщо ж тригер спрацьовує, коли змінюється вхідний сигнал від 1 до 0, тобто запускається сигналами, що відповідають стану 0 і з'являються на одному із входів (негативна логіка), то тригер називають тригером з інверсними входами. Необхідно відзначити, що функції переходів RS-тригерів з прямими та інверсними входами аналогічні.

На рис. 9.17, а показана функціональна схема асинхронного RS-тригера з інверсними входами на двохходових логічних елементах І—НІ. В цій схемі вихід логічного елемента DD1 з'єднаний з одним із входів елемента DD2, а вихід елемента DD2 з'єднаний з одним із входів елемента DD1, створюючи коло позитивного зворотного зв'язку. Два вільних входи логічних елементів виконують функцію інформаційних входів  $\bar{R}$ - та  $\bar{S}$ -тригера. Закон функціонування тригера змальовується таблицею переходу (рис. 9.17, б), де  $\bar{R}$ - та  $\bar{S}$ -інформацій-



|           |           | $n$   |           | $n+1$ |
|-----------|-----------|-------|-----------|-------|
| $\bar{S}$ | $\bar{R}$ | $Q^n$ | $Q^{n+1}$ |       |
| 0         | 1         | 0     | 1         |       |
| 0         | 1         | 1     | 1         |       |
| 1         | 0         | 0     | 0         |       |
| 1         | 0         | 1     | 0         |       |
| 1         | 1         | 0     | 0         |       |
| 1         | 1         | 1     | 1         |       |

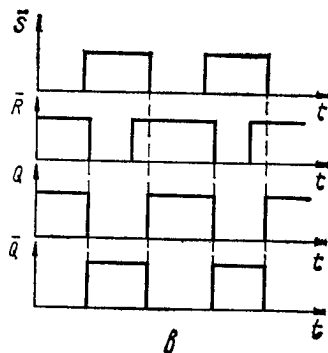


Рис. 9.17

ні сигнали на вході тригера;  $Q^n$  — стан тригера, на прямому виході до появи на входах інформаційних сигналів;  $Q^{n+1}$  — стан тригера на прямому виході після появи інформаційних сигналів (після його перемикавання).

Коли  $Q = Q^n = 0$  і, отже,  $\bar{Q}^n = 1$  (перший рядок таблиці переходів на рис. 9.17, б), сигнал  $\bar{S} = 0$ , що надходить до входу тригера, перемикає логічний елемент DD1 в стан логічної 1 (пам'ятаємо, що тригер з інверсними входами перемикається за надходження до одного із входів логічного 0). Оскільки  $\bar{R} = 1$  і на верхній вхід елемента DD2 з виходу DD1 також надходить логічна 1, то елемент перемикається в стан логічного 0. Таким чином,  $Q = Q^{n+1} = 1$  та  $\bar{Q}^{n+1} = 0$ . Якщо тригер мав стан логічної 1 ( $Q = Q^n = 1$  та  $\bar{Q}^n = 0$ ) — другий зверху рядок таблиці переходів, то поява на вході тригера сигналів  $\bar{S} = 0$  та  $\bar{R} = 1$  не змінює стану тригера ( $Q^{n+1} = 1$ ), оскільки вплив сигналу  $\bar{S} = 0$  на елемент DD1 зайвий, а на обох входах елемента DD2 діють логічні 1 ( $\bar{Q}$  залишається в стані логічного 0).

Аналізуючи функціонування RS-тригера аналогічним чином, приходимо до висновку, що в разі протилежного співвідношення вхідних сигналів ( $\bar{S} = 1$ ,  $\bar{R} = 0$ ) відбувається підтвердження попереднього нульового стану тригера ( $Q^{n+1} = Q^n = 0$ ,  $Q^{n+1} = 1$ ) або його перемикавання зі стану логічної 1 в стан логічного 0 (третій і четвертий рядки в таблиці переходів). Коли  $\bar{S} = \bar{R} = 1$  (п'ятий і шостий рядки), стан

тригера лишається незмінним. Якщо, наприклад,  $Q = Q^n = 1$  та  $\bar{Q}^n = 0$ , то на обох входах елемента DD2 діють логічні 1, що забезпечує  $\bar{Q} = Q^{n+1} = 0$ . При цьому на нижньому вході елемента DD1 діє логічний 0, який знімається зі входу елемента DD2. Отже,  $Q = Q^{n+1} = 1$ .

Заборонено подавати одночасно до обох входів тригера нульові сигнали ( $\bar{S} = \bar{R} = 0$ ), оскільки на обох його виходах встановлюються однакові потенціали ( $Q = \bar{Q}$ ), і умова інверсії вихідних сигналів порушується. Тригер знаходиться у невизначеному стані. Розглянутій таб-

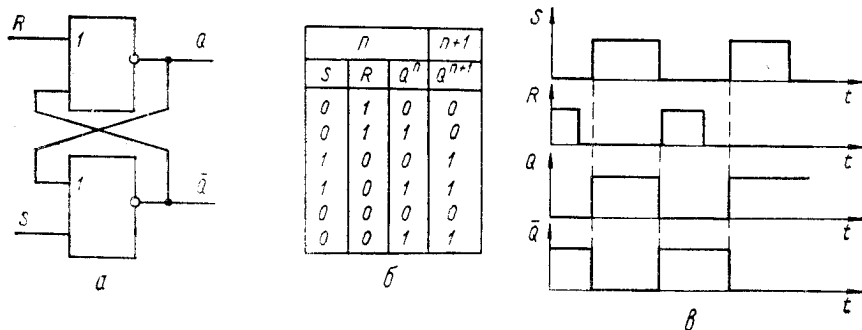


Рис. 9.18

лиці переходів асинхронного RS-тригера з інверсними входами відповідають часові діаграми напруг на входах та виходах тригера, показані на рис. 9.17, в.

Функціональна схема RS-тригера на двовходових логічних елементах АБО—НІ показана на рис. 9.18, а. Оскільки даний тригер на відміну від попереднього (рис. 9.17, а) має прямі входи, він встановлюється інформаційними сигналами, що відповідають стану 1 (позитивна логіка). Будова тригера аналогічна попередній.

Коли  $S = 0$ ,  $R = 1$  і  $Q = Q^n = 0$  (перший рядок у таблиці переходів на рис. 9.18, б), тригер після впливу вхідних сигналів залишається в попередньому стані, тобто  $Q = Q^{n+1} = 0$  і, отже,  $\bar{Q} = \bar{Q}^{n+1} = 1$ . Якщо за тих же вихідних сигналів  $Q = Q^n = 1$ , то після впливу сигналу  $R = 1$  на вхід елемента DD1 на його виході стан зміниться, тобто  $Q = Q^{n+1} = 0$ . При цьому на обох входах логічного елемента DD2 будуть логічні 0, що обумовлює  $\bar{Q} = \bar{Q}^{n+1} = 1$  (другий рядок у таблиці переходів).

Аналізуючи схему RS-тригера, аналогічно можна показати, що за впливом на входи сигналів зворотної комбінації ( $R = 1$ ,  $S = 0$ ) тригер встановлюється в стані  $Q = Q^{n+1} = 1$  та  $\bar{Q} = \bar{Q}^{n+1} = 0$ . За впливу на обидва входи тригера сигналів логічного 0 ( $S = R = 0$ ) у тригері збе-



рігаються попередні стани (0 або 1). Умова інверсності тригера порушується, коли одночасно подавати до обох входів сигнали логічної 1 ( $R = S = 1$ ). Тому така комбінація вхідних сигналів заборонена. Часові діаграми напруг на входах і виходах RS-тригера з прямими входами показані на рис. 9.18, в. Вони відповідають таблиці переходів тригера.

На рис. 9.19, а, б показана функціональна схема синхронного RS-тригера на логічних елементах І—НІ, який можна розглядати як

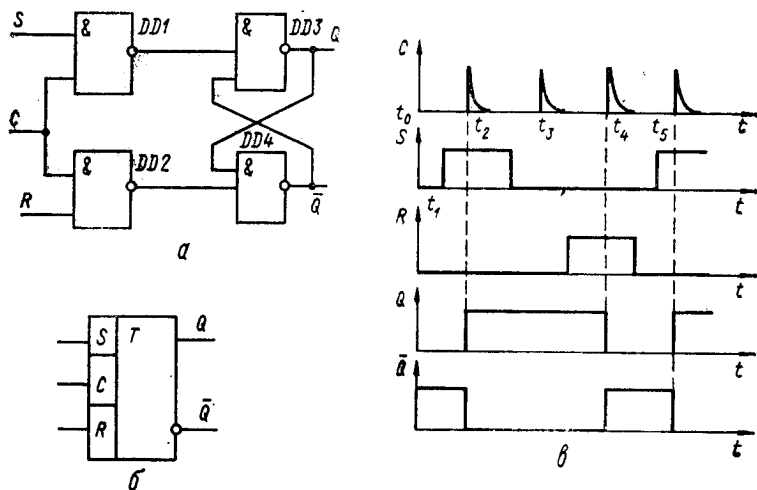


Рис. 9.19

асинхронний з додатковою вхідною логікою. В такій схемі на вході кожного ключа — власне тригера (логічні елементи DD3 та DD4) ввімкнені додаткові схеми збігу на логічних елементах DD1 та DD2, у яких два входи об'єднані в один синхронізуючий вхід C. Входи схем збігу, що лишилися вільними, є входами S та R запису станів. Схема синхронного RS-тригера на логічних елементах І—НІ з прямими входами аналогічна до схеми асинхронного RS-тригера на таких самих елементах з інверсними входами (рис. 9.17, а).

У синхронному RS-тригері інформація, що подається до інформаційних входів S та R, записується лише після надходження синхронізуючого сигналу C. Принцип роботи тригера розглянемо за допомогою часових діаграм (рис. 9.19, в). Якщо на всіх трьох входах діють нульові сигнали ( $S = R = C = 0$ ), то на виході схеми збігу DD1 та DD2 встановлюються рівні напруг логічної 1, які надходять до входу тригера, не змінюючи його стану (інтервал часу  $t_0 - t_1$ ). Якщо  $C = R = 0$  та  $S = 1$  (інтервал часу  $t_1 - t_2$ ), стан тригера також не змінюється. Однак, якщо  $S = C = 1$  та  $R = 0$  (момент часу  $t_2$ ) на виході еле-

мента DD1 з'являється напруга логічного 0, а на виході елемента DD2 продовжує діяти напруга логічної 1. Це призводить до перемикання тригера в стан логічної 1 ( $Q = 1, \bar{Q} = 0$ ). Перехід тригера в новий стан можливий тепер лише в момент часу  $t_4$  ( $R = C = 1, S = 0$ ), а чергове перемикання відбувається в момент часу  $t_5$  ( $S = C = 1, R = 0$ ). Таким чином, у комбінації  $S = 0, R = 1$  синхронізуючий імпульс  $C = 1$  переводить тригер в стан логічного 0 ( $Q = 0, \bar{Q} = 1$ ), а в комбінації  $S = 1, R = 0$  — в стан логічної 1 ( $Q = 1, \bar{Q} = 0$ ).

Синхронні (тактуючі) RS-тригери широко використовують для зберігання інформації у двійковому коді і в особливості для зберігання

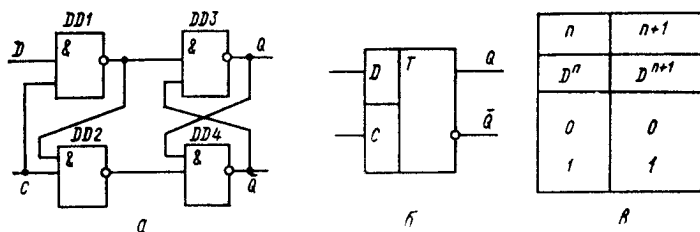


Рис. 9.20

проміжної інформації, що надходить з регістрів і лічильників імпульсів.

**D-тригери.** Назва D-тригера походить від англійського слова delay — затримка. В літературі цей тригер часто називають тригером затримки. Він має один інформаційний вхід (рис. 9.20, а, б) і працює за найпростішою логікою, яка відповідає таблиці переходів (рис. 9.20, в). Як видно з таблиці, стан на виході тригера відповідає стану на вході, але D-тригер передає до виходу інформацію, що надійшла до його входу після появи синхронізуючого імпульсу. Тому момент зміни вихідної інформації затримується відносно моменту зміни вхідної інформації. Ця властивість D-тригера дозволяє широко використовувати його для побудови регістрів.

D-тригери завжди синхронні. Найчастіше використовують синхронні D-тригери на логічних елементах І—НІ (рис. 9.20, а). Інформаційний вхід позначають літерою D, а синхронізуючий — літерою C. Як бачимо зі схеми, основою синхронного D-тригера є асинхронний RS-тригер на логічних елементах DD3 та DD4. Однак, як відомо, деякі визначені комбінації D та C на входах RS-тригера можуть бути забороненими. Щоб не виникла заборонена комбінація сигналів на вході D-тригера, застосовують логічні елементи І—НІ DD1 та DD2.

D-тригер синхронізується сигналом  $C = 1$ . За відсутності синхронізуючого імпульсу елементи DD1 та DD2 закриті, і надходження інформаційного сигналу до входу D не змінює стану схеми. Якщо  $C = 1$  і  $D = 1$ , на виході елемента DD1 встановлюється стан логічного 0,

який, впливаючи на входи елементів DD3 та DD4, встановлює тригер у стан логічної 1 ( $Q = 1, \bar{Q} = 0$ ) і одночасно блокує вмикання елементу DD2. Якщо  $C = 1$  та  $D = 0$ , елемент DD1 залишається закритим (на виході стан логічної 1), елемент DD2 відкривається, на його виході встановлюється стан логічного 0, і тригер також встановлюється в стан 0 ( $Q = 0, \bar{Q} = 1$ ). Отже, коли подається синхронізуючий імпульс  $C = 1$ , у тригері записується інформація, яка до цього часу існувала на інформаційному вході D. Для стійкої роботи схеми необхідно, щоб ця інформація не змінювалася під час спрацювання тригера.

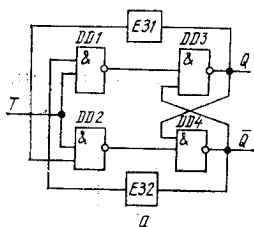


Рис. 9.21

| $n$ |       | $n+1$     |
|-----|-------|-----------|
| $T$ | $Q^n$ | $Q^{n+1}$ |
| 0   | 0     | 0         |
| 0   | 1     | 1         |
| 1   | 0     | 1         |
| 1   | 1     | 0         |

$\delta$

**Т-тригери.** Назва походить від англійського слова toggle — перевертатися. Т-тригери, як і попередні, відносяться до тригерів з одним інформаційним лічильним входом (рис. 9.21, а). Логіка функціонування Т-тригера визначається таблицею переходів (рис. 9.21, б), з яких виходить, що у відсутності інформаційних сигналів ( $T = 0$ ) тригер зберігає попередній стан і змінює його на протилежний інверсний, коли подаються інформаційні сигнали ( $T = 1$ ). Як впливає з часових діаграм тригера з лічильним входом (див. рис. 9.13, б), Т-тригери застосовують для поділу частоти імпульсів. Крім того, сам термін «з лічильним входом» свідчить про те, що Т-тригер широко використовують в лічильниках імпульсів.

Для реалізації тригера з лічильним входом потрібно мати один або декілька RS-тригерів з відповідною логікою на вході і колами зворотного зв'язку з виходу тригера на його інформаційні входи. Т-тригери можуть бути асинхронними й синхронними.

Схема Т-тригера на одному RS-тригері (логічні елементи DD3 та DD4) з колами зворотного зв'язку через елементи затримки E31 та E32 зображена на рис. 9.21, а. Елементи (лінії) затримки потрібні, щоб під час дії лічильного імпульсу нова інформація з виходу тригера не надходила до його входів.

Якщо в початковому стані на виході тригера є логічна 1 ( $Q = 1, \bar{Q} = 0$ ), то лічильний імпульс ( $T = 1$ ), що надходить, відкриває елемент DD2, на другий вхід якого через елемент затримки E31 надходить також високий рівень напруги, і тригер переходить до стану логічного 0 ( $Q = 0, \bar{Q} = 1$ ). Оскільки сигнал з виходу  $Q$  до входу затримується, елемент DD2 закривається лише після закінчення дії вхідного імпульсу. Тепер до входу елемента DD1 через елемент затримки E32 надходить високий рівень напруги (логічна 1) з виходу  $\bar{Q}$  тригера. Тому наступний лічильний імпульс ( $T = 1$ ) відкриває елемент DD1, і тригер повертається у початковий стан ( $Q = 1, \bar{Q} = 0$ ).

**JK-тригери** — це синхронні універсальні тригери з двома інформаційними входами. Такі тригери використовують лише для інтегральних мікросхем. Умовне позначення JK-тригера зі входом для синхронізації показано на рис. 9.22, а. Його робота аналогічна роботі RS-тригера. Роль входів  $S$  та  $R$  відіграють відповідно входи  $J$  та  $K$ . Коли до одного зі входів подається логічна 1, тригер встановлюється у стані 1 (коли  $J = 1$ ) або логічного 0 (коли  $K = 1$ ) незалежно від початкового стану. Коли до входів одночасно подається логічна 1,

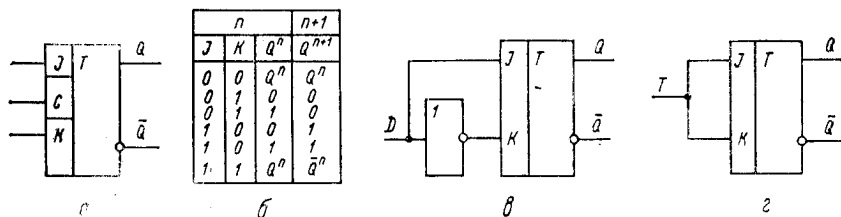


Рис. 9.22

тригер змінить попередній стан на обернений. Таким чином, JK-тригер повторює логіку RS-тригера (див. таблицю переходів на рис. 9.22, б), за винятком четвертої комбінації ( $J = 1, K = 1$ ), яка не призводить до невизначеного стану, а здійснює інверсію попереднього стану тригера.

Універсальність JK-тригера виявляється в тому, що, змінюючи зовнішню комутацію, його можна перетворити в будь-який інший тип тригера: RS, D, T. Як RS-тригер він використовується за умови заборони комбінації  $J = K = 1$ . Для роботи як D-тригер вхід  $J$  через інвертор під'єднують до входу  $K$  (рис. 9.22, в). При цьому вхід  $J$  виконує функцію D-входу. T-тригер отримують, коли з'єднані входи  $J$  та  $K$  в один лічильний вхід  $T$  (рис. 9.22, г).

Тригери на цифрових елементах використовують в пристроях обробки й зберігання інформації. Крім поділу й лічби числа імпульсів, тригери широко використовують як елементи пам'яті ЕОМ, що запам'ятовують інформацію у вигляді двійкових чисел, які складаються з цифр 0 і 1; як пристрої для порівняння двох напруг (якщо до входу тригера подати змінний рівень напруги, то тригер спрацює й видає сигнал на виході після досягнення деякого порогового рівня напруги  $U_{\text{пор}}$ ) та ін.

Тригери на цифрових інтегральних мікросхемах виконують як за класичною схемою на біполярних транзисторах, так і з використанням стандартних логічних елементів. У багатьох серіях мікросхем є інтегральні тригери, наприклад, RS-тригери — мікросхеми 115TP1, 136TP1; D-тригери — мікросхеми K131TM2, 133TM2; JK-тригери — мікросхеми 130TB1, 133TB1 та ін.

#### 9.4. ІМПУЛЬСНІ ГЕНЕРАТОРИ НА ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТАХ ТА ТРИГЕРАХ

Основою для побудови автоколивних і загальмованих мультивібраторів нині застосовують логічні елементи й інтегральні тригери. Імпульсні напруги прямокутної форми таких пристроїв відрізняються стабільністю часових параметрів. Мультивібратори на основі цифрових інтегральних схем використовують найчастіше як задавальні генератори радіоелектронних пристроїв, коли пристрій вміщує логічні

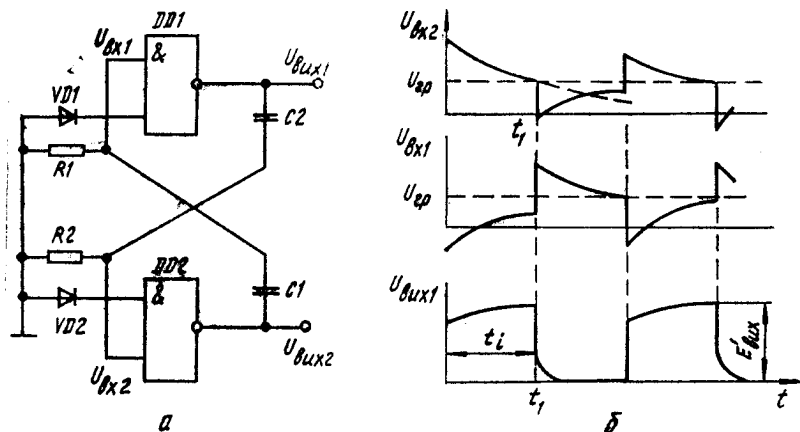


Рис. 9.23

мікросхеми або тригери і не бажане розширення номенклатури мікросхем, що використовуються. У проектуванні таких мультивібраторів застосовують універсальні логічні елементи І—НІ та АБО—НІ.

Кожний елемент містить вихідний каскад — інвертуючий підсилювач НІ. Два таких підсилювача, охоплених перехресним позитивним зворотним зв'язком з виходу одного каскаду до входу другого і навпаки через конденсатори, що задають час, утворюють класичну схему мультивібратора.

Мультивібратори на логічних елементах так само, як і на транзисторах, мають два тимчасово стійких стани рівноваги. Високому рівню напруги (логічний 1) на виході одного елемента відповідає низький рівень напруги (логічний 0) на виході другого елемента і навпаки.

**Автоколивний мультивібратор на логічних елементах І—НІ.** Схема мультивібратора на інверторах І—НІ показана на рис. 9.23, а. Для забезпечення інверторного ввімкнення логічного елемента всі входи необхідно об'єднати або (крім одного) під'єднати до джерела живлення через резистор 1 кОм. Коли заземлений хоча б один з них, схема постійно знаходиться в стані 1. Елементами мультивібратора, що за-

дають час, є резистори  $R_1$ ,  $R_2$  та конденсатори  $C_1$ ,  $C_2$ . Діоди  $VD_1$  та  $VD_2$  захищають логічний елемент від великих вхідних напруг негативної полярності. Розглянемо принцип роботи мультівібратора.

Коли закривається логічний елемент  $DD_1$ , конденсатор  $C_2$  заряджається через його вихідний опір та резистор  $R_2$ . При цьому напруга на його обкладках збільшується, а напруга  $U_{вх2}$ , що виділяється на резисторі  $R_2$  за рахунок зарядного струму цього конденсатора, зменшується (рис. 9.23, б). Поки  $U_{вх2} > U_{гр}$ , логічний елемент  $DD_2$  підтримується відкритим.

В цей же час конденсатор  $C_1$  розряджається через вихідний опір логічного елемента  $DD_2$  та діод  $VD_1$ . Останній забезпечує швидке розрядження цього конденсатора. Поки  $U_{вх1}$  за рахунок розрядного струму конденсатора  $C_1$  менша за  $U_{гр}$ , елемент  $DD_1$  закритий. Коли напруга  $U_{вх2}$ , яка зменшується, досягає рівня  $U_{гр}$  (момент часу  $t_1$ ), елемент  $DD_2$  закривається, а  $DD_1$  відкривається ( $U_{вх1}$  досягає низького рівня напруги — логічного 0). При цьому відбувається лавиноподібний процес перевертання мультівібратора. Потім починається заряджання конденсатора  $C_1$  й розрядження конденсатора  $C_2$ . Процеси у мультівібраторі періодично повторюються. Тривалість вихідних імпульсів з урахуванням симетричності схеми автоколивного мультівібратора ( $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ )

$$t_i = \tau_s \ln \frac{E(R + R_{вх}^1) + R_{вх}^1 R I_{вх}^1}{U_{гр}(R + R_{вх}^1)(R + R_{вих}^1)}, \quad (9.12)$$

де  $\tau_s = C(R + R_{вих}^1)$  — стала заряджання конденсатора;  $R_{вх}^1$  та  $R_{вих}^1$  — вхідний та вихідний опори закритого (одиничного) логічного елемента;  $I_{вх}^1$  — струм закритого логічного елемента.

**Загальмований мультівібратор на логічних елементах І—НІ.** Схему загальмованого мультівібратора на логічних елементах І—НІ (рис. 9.24, а) можна отримати зі схеми автоколивного мультівібратора на таких самих елементах (рис. 9.23, а), вимкнувши в ній одне коло  $RC$ , яке задає час, з діодом  $VD_1$ . Крім того, до схеми загальмованого мультівібратора необхідно додати коло запуску на елементі І—НІ ( $DD_1$  на рис. 9.24, а). Процеси генерування імпульсів у загальмованому мультівібраторі аналогічні до процесів в автоколивному мультівібраторі. В стані стійкої рівноваги до надходження імпульсу запуску  $U_{зап}$  логічний елемент  $DD_3$  закритий, і  $U_{вх2}$  дорівнює рівню логічної 1 (рис. 9.24, б). Такий стан елемента  $DD_3$  забезпечується під'єднанням до його входу резистора  $R$ , який має невеликий опір. Оскільки логічний елемент кола запуску  $DD_1$  також закритий (в початковому режимі його вхідна напруга дорівнює нулю), то елемент  $DD_2$  відкритий високими рівнями вхідних напруг, що надходять до обох його входів з виходів елементів  $DD_1$  та  $DD_3$  по колах безпосереднього зв'язку. При цьому конденсатор  $C$  розряджений.

Якщо до входу схеми в момент часу  $t_1$  надходить позитивний імпульс запуску, то елемент DD2 переходить у закритий стан, і напруга на його виході досягає рівня логічної 1. Цей позитивний стрибок напруги  $U_{вих1}$  передається через конденсатор  $C$  до входу елемента DD3 і закриває його. Напруга  $U_{вих2}$  зменшується до рівня логічного 0. Конденсатор  $C$  заряджається, напруга на його обкладках збільшується, а  $U_{вих2}$  на резисторі  $R$  зменшується. Коли  $U_{вих2} = U_{гр}$  (момент часу  $t_2$ ),

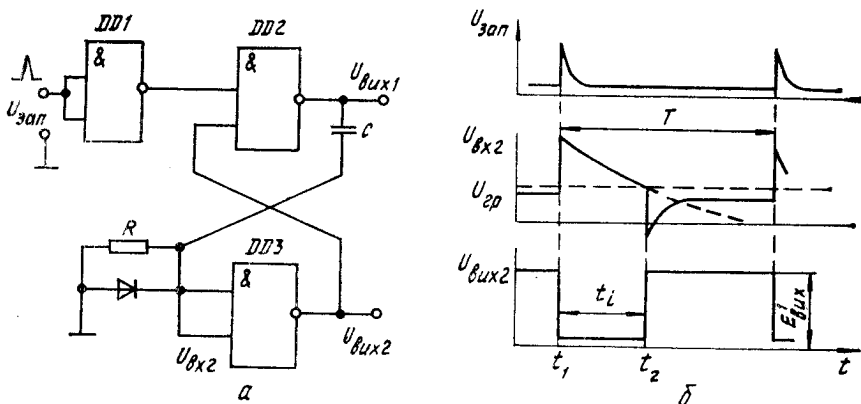


Рис. 9.24

мультивібратор перевертається так само, як в автоколивному мультивібраторі (див. діаграми на рис. 9.24, б; 9.23, б). На цьому завершується формування імпульсу, і мультивібратор переходить до початкового стійкого стану рівноваги. Тривалість вихідних імпульсів можна визначити згідно з (9.12).

#### Автоколивний мультивібратор на логічних елементах АБО—НІ.

Якщо в автоколивних мультивібраторах є лише логічні елементи АБО—НІ, то мультивібратор можна створити за схемою, що показана на рис. 9.25, а, в якій, як і в попередній, використані перехресні резисторно-ємнісні зворотні зв'язки. Мультивібратор виготовляють, об'єднуючи всі входи в елементах АБО—НІ, або заземлюючи їх (крім одного), щоб утворився один вхід для під'єднання конденсаторів, що задають час. Але при цьому зменшується вхідний опір і збільшується вхідна ємність інвертуючого підсилювача.

Припустимо, що логічний елемент DD1 закритий і стан його виходу характеризується логічною 1, а логічний елемент DD2 розкритий. Тоді на його виході логічний 0, і конденсатор  $C1$  заряджається через вихідний опір елемента DD1 та вхідний опір елемента DD2. Конденсатор  $C2$ , який зарядився до високого рівня раніше на виході закритого елемента DD2, почне розряджатися через вихідний опір елемента DD2, джерело  $E$  та резистор  $R2$ . Оскільки вихідна напруга розкритого еле-

мента DD2 близька до 0, то  $U_{вх1} = -U_{C2}$ , і з урахуванням того, що під час розряджання конденсатора  $C2$  напруга на ньому  $U_{C2}$  наближається асимптотично до  $-E$ , напруга  $U_{вх1}$  наближається до  $+E$  (див. верхній графік на рис. 9.25, б).

В момент часу  $t_1$  напруга  $U_{вх1}$  досягає граничної напруги  $U_{гр}$ , коли логічний елемент DD1 переходить із стану логічної 1 у стан логічного 0. Відбувається лавиноподібний процес перевертання мультивібратора. Логічний елемент DD1 відкривається (на виході нульо-

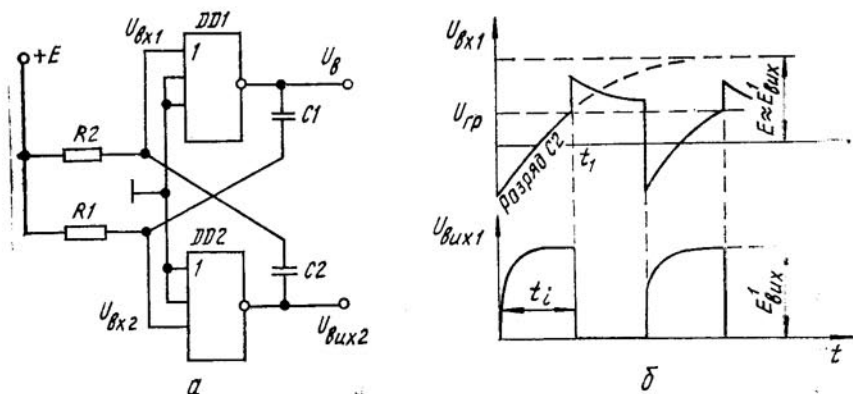


Рис. 9.25

вий рівень напруги, див. нижній графік на рис. 9.25, б), а елемент DD2, який був відкритий, закривається. Після цього починає заряджатися конденсатор  $C2$  й розряджатися конденсатор  $C1$ . Ці процеси періодично повторюються.

З урахуванням симетричності схеми мультивібратора ( $C_1 = C_2 = C$ ,  $R_1 = R_2 = R$ ) тривалість вихідних імпульсів розраховують за формулою

$$t_i = \tau \ln \frac{E(2R + R_{вх}^0) - U_{гр}R}{(E - U_{гр})(R + R_{вх}^0)}, \quad (9.13)$$

де  $R_{вх}^0 = dU_{вх}/di_{вх}$ , коли  $U_{вх} > U_{гр}$ , — вхідний опір логічного елемента в стані логічного 0;  $\tau = RC$  — стала часу  $RC$ -кола, що задає час.

**Загальмований мультивібратор на логічних елементах АБО—НІ.** Якщо в схемі автоколивного мультивібратора на логічних елементах АБО—НІ (рис. 9.25, а) вимкнути одне  $RC$ -коло, що задає час, то тим буде забезпечуватися один стійкий стан рівноваги, характерний для загальмованого мультивібратора на тих самих елементах (рис. 9.26, а). Зовнішнє зміщення, яке забезпечує стійкий стан рівноваги загальмованого мультивібратора, подається від джерела  $E$  до входу логічного



елемента DD1 через резистор  $R$  кола, що задає час. Імпульси запуску подаються до одного із входів логічного елемента DD2.

Відповідним вибором зміщення в початковому режимі спокою забезпечують відкритий стан логічного елемента DD1, вихідна напруга якого близька до нуля (рис. 9.26, б). При цьому логічний елемент DD2 закритий, його вихідна напруга близька до напруги джерела живлення, а конденсатор  $C$  заряджений. Коли в момент часу  $t_1$  імпульс запуску позитивної полярності надходить до входу логічного елемента DD2,

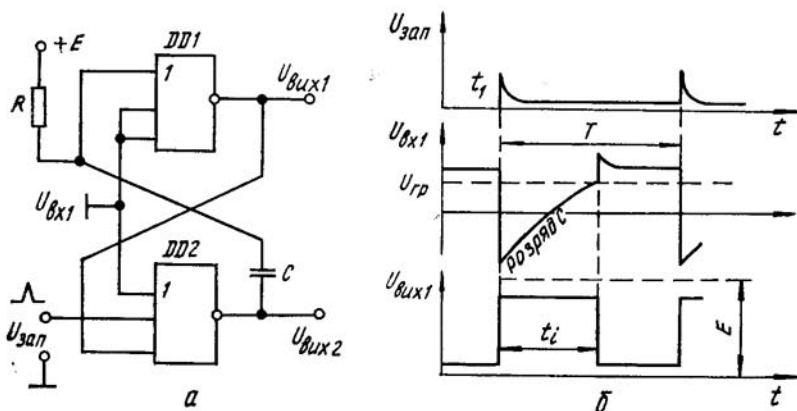


Рис. 9.26

той відкривається, і конденсатор  $C$  починає розряджатися, що забезпечує закривання елемента DD1. Порівняння часових діаграм на рис. 9.25, б та 9.26, б показує, що подальший процес формування імпульсу відбувається як і в автоколивному мультивібраторі з моменту розрядження конденсатора  $C2$ . Тривалість генерованого імпульсу визначається виразом (9.12). Необхідно зазначити, що конденсатор, який задає час, можна ввімкнути у другу вітку контура зворотного зв'язку.

**Автоколильний мультивібратор на інтегральному тригері.** Тригерні пристрої використовують для побудови генераторів імпульсів прямокутної форми, що працюють як в автоколивному, так і в чекаючому режимі. Генератори прямокутних імпульсів (мультивібраторний режим) легко побудувати, використовуючи асинхронні тригери у поєднанні з компараторами. В асинхронних тригерах є два виходи: прямий та інверсний, рівні напруг на яких можуть стрибкоподібно змінюватися від високого (для позитивної логіки—логічна 1) до низького (логічний 0) і навпаки.

Коли між прямим та інверсним виходами вмикають  $RC$ -коло, конденсатор, що задає час, у стані стійкої рівноваги тригера заряджається до напруги однієї полярності, яка дорівнює різниці між високим та

низьким рівнями напруги тригерів. Якщо напруга на обкладках конденсатора досягає заданої опорної напруги  $U_{оп}$ , яка визначається компаратором, то останній подає сигнал до тригера і перевертає його в інший стан стійкої рівноваги. У цьому стані тригера конденсатор, розрядившись до нуля, починає заряджатися до рівня напруги іншої полярності, що призводить, як показано вище, до чергового перевертання тригера. Змінюючи плавно рівень опорної напруги на компараторі, можна плавно змінювати час заряджання конденсатора, а отже,

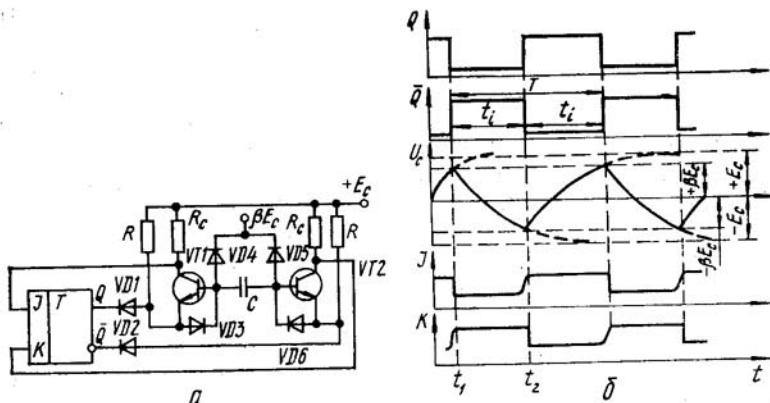


Рис. 9.27

тривалість генерованих імпульсів. Як тригери з двома входами можна використовувати асинхронні RS- або JK-тригери (рис. 9.27, а).

Як компаратор застосовані діоди VD4 та VD5 з підсилювальними каскадами на транзисторах VT1 та VT2, колектори яких з'єднані з J- та K- входами тригера. Діоди VD3 та VD6 призначені закривати транзистори та захищати їх від високих вхідних напруг. Діодний ключ VD2 розімкнутий, коли на виході тригера високий рівень напруги.

Якщо в момент часу  $t = 0$  до схеми подано напругу джерела живлення і на виходах Q та  $\bar{Q}$  тригера встановлюються відповідно високий та низький рівні напруги (рис. 9.27, б), то діод VD1 закривається, і починає заряджатися конденсатор C, який задає час, через лівий резистор R, діод VD3, перехід база—емітер насиченого транзистора VT2 (транзистор VT1 закритий), діод VD2 та інверсний вихід тригера. Діоди VD4 та VD5 закриті, адже потенціали їх анодів на початку процесу заряджання майже дорівнюють нулю. У процесі заряджання конденсатора потенціал його лівої обкладки наближається до  $E_c$ , а потенціал правої лишається сталим і близьким до нуля, якщо не враховувати невеликі спади напруги на переході база—емітер VT2, діоді VD2 та виході  $\bar{Q}$ . Після досягнення потенціалом лівої обкладки конденсатора рівня опорної напруги  $U_{оп} = \beta E_c$ , де  $\beta < 1$ , діод VD4 розкрива-

ється в момент часу  $t_1$ . Зарядний струм конденсатора, який забезпечує перед розкриттям діода VD4 насичений стан транзистора VT2, швидко зменшується з новою малою сталою часу  $\tau = CR_d$ , де  $R_d$  — опір відкритого діода VD4. Після цього транзистор VT2 починає закриватися внаслідок зменшення базового зарядного струму. На його колекторі, а отже, на  $K$ -вході тригера з'являється високий рівень напруги, і тригер перевертається. В результаті на прямому виході  $Q$  з'являється низький рівень напруги (логічний 0), а на інверсному виході  $\bar{Q}$  — високий (логічна 1). Діод VD1 відкривається (діод VD2 закритий), і конденсатор  $C$ , заряджений до напруги —  $\beta E_C$ , починає розряджатися через перехід база—емітер відкритого і насиченого тепер транзистора VT1, діод VD1, вихід  $Q$ , джерело живлення  $E_C$ , правий резистор  $R$  та діод VD6. Невелика, але негативної полярності напруга на діоді VD6 закриває транзистор VT2. Коли потенціал правої обкладки конденсатора, який перезаряджається, перейшовши через нульовий рівень, досягає значення —  $\beta E_C$  (момент часу  $t_2$ ), діод VD5 відкривається, транзистор VT1, внаслідок того, що зарядний базовий струм швидко зменшується, закривається і збільшена напруга на колекторі (на  $J$ -вході тригера) перевертає тригер. Описані процеси періодично повторюються.

Тривалість вихідних імпульсів автоколивного мультівібратора на інтегральному тригері залежить від сталої часу  $\tau = RC$  кола, що задає час, і рівня опорної напруги компаратора

$$t_i = \tau \ln[(1 + \beta)/(1 - \beta)]. \quad (9.14)$$

Автогенератори прямокутних імпульсів на інтегральних тригерах та компараторах складніші за інші типи автоколивних мультівібраторів аналогічного призначення. Однак вони генерують імпульси з дуже малою тривалістю фронтів, яка не залежить від частоти слідування імпульсів, а визначається лише частотними властивостями тригера. Тому ці генератори використовуються в електронних вузлах з високочастотними технічними показниками.

**Загальмований мультівібратор на інтегральному тригері.** Вимкнувши зі схеми автоколивного мультівібратора (рис. 9.27, а) один діод з ланки компаратора, наприклад, діод VD5, а також інші елементи схеми: транзистор VT1 з резистором  $R_C$ , діоди VD2 та VD3 і правий резистор  $R$ , можна забезпечити чекаючий режим роботи. Спрощена схема генератора імпульсів, що працює в чекаючому режимі із зовнішнім запуском, показана на рис. 9.28, а.

Стан стійкої рівноваги загальмованого мультівібратора характеризується встановленням на виході JK-тригера рівнів напруги  $Q = 0$  та  $\bar{Q} = 1$ . При цьому конденсатор  $C$  заряджений до напруги, що дорівнює різниці напруг між виходами тригера (приблизно до рівня  $E_C$ ), діод VD2 закритий, а транзистор VT знаходиться в режимі, який відповідає обіраній базі (майже закритий). Напруга  $U_A$  в точці  $A$  на

схемі близька до нульового рівня (рис. 9.28, б). Якщо після ввімкнення до схеми джерела живлення і за відсутністю імпульсу запуску тригер встановиться у стан, за якого  $Q = 1$ ,  $\bar{Q} = 0$ , то починається заряджання конденсатора  $C$  через резистор  $R$  та перехід база—емітер транзистора  $VT$  до напруги джерела живлення  $E_C$ . Коли напруга на конденсаторі досягне рівня  $\beta \cdot E_C$ , діод  $VD2$  розкриється, а транзистор  $VT$  закриється струмом заряджання, який швидко зменшується. Високий

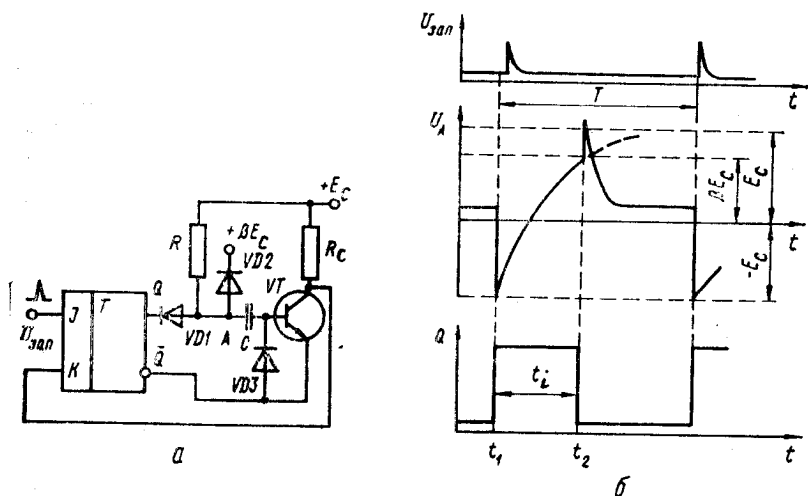


Рис. 9.28

рівень напруги з колектора транзистора надходить до  $K$ -входу тригера і приводить його у стан  $Q = 0$  та  $\bar{Q} = 1$ . Далі конденсатор швидко розряджається через діоди  $VD1$  та  $VD3$ , а потім заряджається майже до напруги джерела живлення  $E_C$ . Напруга  $U_A$  стає близькою до нуля, що відповідає стану стійкої рівноваги мультивібратора.

Впливаючи в момент часу  $t_1$  на  $J$ -вхід тригера, імпульс запуску позитивної полярності приводить тригер у стан, в якому  $Q = 1$ , а  $\bar{Q} = 0$ , тобто перевертає тригер. В цей момент стрибок напруги з виходу  $Q$  тригера передається через конденсатор  $C$  до точки  $A$ , і напруга  $U_A$  стрибком зменшується до рівня  $-E_C$ . Конденсатор  $C$  починає перезаряджатися через перехід база—емітер транзистора  $VT$ , вихід  $\bar{Q}$  тригера, джерело живлення  $E_C$  та резистор  $R$ . Напруга на конденсаторі, пройшовши через нуль, наближається асимптотично до рівня  $-E_C$ , а напруга  $U_A$  — до значення  $E_C$ . Коли  $U_A = \beta E_C$ , діод  $VD2$  відкривається і струм заряджання конденсатора, а отже, базовий струм насиченого транзистора зменшується з тієї ж причини, що і в автоколивному мультивібраторі. При цьому транзистор закривається, і напруга на його колекторі досягає високого рівня. Ця напруга прикладається

до входу  $K$ -тригера, перемикає його в початковий стан, в якому  $Q = 0$  та  $\bar{Q} = 1$ .

Тривалість вихідних імпульсів

$$t_i = \tau \ln [2/(1 - \beta)], \quad (9.15)$$

де  $\tau = RC$  — стала часу кола, що задає час.

Час відновлення чекаючого мультівібратора

$$t_v = 5C(r_d + R_{\text{вих}}), \quad (9.16)$$

де  $r_d$  — опір прямозміщеного діода;  $R_{\text{вих}}$  — вихідний опір тригера. Необхідно відзначити, що загальмований мультівібратор працюватиме, коли  $\beta = 0$  і заземлений опорний діод VD2. При цьому тривалість генерованих імпульсів визначається за рівнянням (9.15) з урахуванням  $\beta = 0$

$$t_i = \tau \ln 2 \approx 0,7 \tau. \quad (9.17)$$

### 9.5. ЛІЧИЛЬНИКИ ІМПУЛЬСІВ

В мікроелектронних цифрових пристроях, що являють собою дискретні цифрові автомати, інформація обробляється цифровим кодом. Інформація подається імпульсами напруги, число яких у відповідному масштабі (цифровому коді) характеризує значення швидкості обертання, температури, часу, лінійного переміщення, будь-якого іншого параметра аналогового вигляду, що його вимірюють. Наприклад, обробляють числову й імпульсну інформацію для вимірювання інтервалів часу сучасні електронні годинники, в яких відлічує час електронний маятник — кварцовий генератор високої точності.

Отже, однією з найпоширеніших операцій в пристроях цифрової вимірювальної та інформаційно-обчислювальної техніки є фіксування числа вхідних імпульсів, які з'являються послідовно на одній лінії. Такі пристрої називають цифровими лічильниками імпульсів і проєктують їх на основі тригерів.

Важливими параметрами лічильників є коефіцієнт лічби (модуль лічби) та швидкодія лічильника. Коефіцієнт лічби визначає загальне число імпульсів, яке може підрахувати лічильник імпульсів. Швидкодія визначається мінімальним часом між лічильними імпульсами  $t_{\text{ліч}}$ , що забезпечує стійку роботу лічильника.

Лічильники імпульсів поділяються на прості та реверсивні. Прості лічильники можуть бути такими, які підсумовують, покази їх збільшуються на одиницю з надходженням кожного наступного імпульсу, і такими, які віднімають, покази яких відповідно зменшуються на одиницю. Реверсивні лічильники можуть працювати одночасно і як такі що підсумовують, й як такі, що віднімають, тобто це комбіновані лічильники.

На рис. 9.29, а показана функціональна схема простого трирозрядного двійкового лічильника імпульсів з послідовним з'єднанням тригерів і комбінованими входами  $R$ ,  $S$ ,  $T$ , а на рис. 9.29, б подано часові діаграми імпульсів.

До лічильних входів  $T$ , які з'єднують тригери, подають лічильні імпульси, вхід  $S$  не використовують, а вхід  $R$  призначений для встановлення тригерів у стан «установка нуля». Тригер є таким, що інвер-

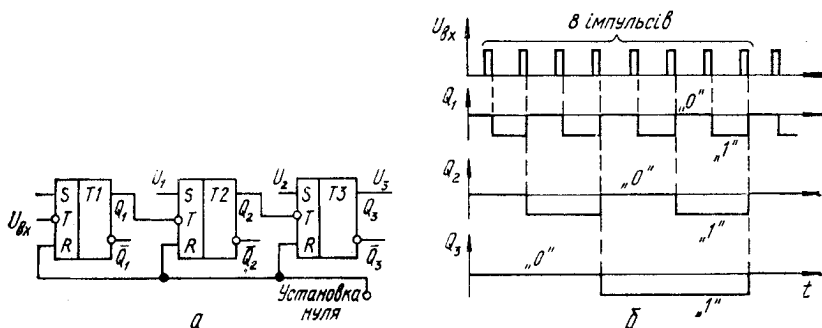


Рис. 9.29

тує, а виходи  $\bar{Q}_1$ ,  $\bar{Q}_2$ ,  $\bar{Q}_3$  — інверсними, адже сигнали знімають з прямих виходів  $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$ , а подають до інверсних входів.

Початковий стан усіх тригерів 0. Перший вхідний імпульс переводить тригер T1 у стан 1, і на виході  $Q_1$  виникає перепад напруги (логічна 1). Лічильник показує код 001 (табл. 9.1). Коли на вхід лічильника надходить наступний імпульс, тригер T1 переходить у стан 0, і перепад напруги, що виник на його виході, переводить тригер T2 у стан 1 (код 010) і т. д. Таким чином, лічба продовжується доти, поки лічильник не відлічить максимально можливе для трирозрядного лічильника число 111. Восьмий імпульс переведе тригер T1 у стан 0, імпульс переносу, що виник на виході T1, переведе T2 у стан 0. Лічильник повертається у початкове положення коду 000 (табл. 9.1). Починаючи з дев'ятого імпульсу лічба повторюється.

Порівнявши табл. 9.1 і табл. 9.2, переконуємося, що число імпульсів, які надійшли до входу лічильника, у двійковій системі числення відбиває код стану тригерів. Особливість двійкової системи числення полягає в тому, що у ній, на відміну від загальноприйнятої десяткової системи, числа записуються лише двома цифрами 1 та 0. Крім того, в цій системі одиниці вищих розрядів відмінні від одиниць нижчих сусідніх розрядів у два рази, в десятковій — у 10 разів. Так само як і в десятковій системі числення, одиниці вищих розрядів записуються за допомогою одиниць з нулями, кількість яких залежить від розряду числа.

Загальне число можливих станів лічильника  $N$  називають модулем

**Таблиця 9.1. Відповідність числа трирозрядного двійкового лічильника номеру вхідного імпульсу**

| Номер вхідного імпульсу | Виходи тригерів |               |               |
|-------------------------|-----------------|---------------|---------------|
|                         | T 3 ( $Q_3$ )   | T 2 ( $Q_2$ ) | T 1 ( $Q_1$ ) |
| 0                       | 0               | 0             | 0             |
| 1                       | 0               | 0             | 1             |
| 2                       | 0               | 1             | 0             |
| 3                       | 0               | 1             | 1             |
| 4                       | 1               | 0             | 0             |
| 5                       | 1               | 0             | 1             |
| 6                       | 1               | 1             | 0             |
| 7                       | 1               | 1             | 1             |
| 8                       | 0               | 0             | 0             |

**Таблиця 9.2. Відповідність запису чисел у десятковій та двійковій системах числення**

| Десяткова | Двійкова |
|-----------|----------|
| 1         | 0        |
| 2         | 10       |
| 3         | 11       |
| 4         | 101      |
| 5         | 101      |
| 6         | 110      |
| 7         | 111      |
| 8         | 1000     |
| 9         | 1001     |

лічби, який визначають за формулою  $N = 2^n$ , де  $n$  — число тригерів. Для розглянутого випадку  $N = 8$ . Цей лічильник є таким, що підсумовує. Однак, коли у схемі лічильника з'єднати послідовно не інверсні, а прямі виходи тригерів, то лічильник працює як такий, що віднімає. Розглянемо його роботу. При зніманні потенціалів з прямих виходів початковий стан усіх трьох тригерів 1. Це відповідає двійковому числу 111 (сім в десятковій системі, табл. 9.2). Якщо до входу лічильника надходить імпульс, то він переводить тригер T1 у стан 0, а стан інших тригерів незмінний. Згідно з табл. 9.1 у лічильник буде записано двійкове число 110 (шість в десятковій системі). З надходженням до входу лічильника ще одного імпульсу число, що записане в ньому, зменшиться ще на одиницю і т. д.

Таким чином, принцип роботи послідовних лічильників полягає в тому, що імпульси надходять до входу першого тригера (першого розряду), а кожний наступний розряд запускається імпульсами, які надходять з виходів попереднього розряду.

**Швидкодія послідовних лічильників**

$$t_{\text{ліч}} = t_i + nt_3, \quad (9.18)$$

де  $t_i$  — тривалість лічильних імпульсів,  $t_3$  — сумарний час затримки в  $n$  тригерних пристроях (за числом розрядів лічильника).

Швидкодію можна збільшити, використовуючи паралельні лічильники, в яких лічильні імпульси надходять одночасно до лічильних входів всіх тригерів (розрядів). Якщо в паралельних лічильниках після надходження лічильного імпульсу усі розряди лічильника спрацюють одночасно, то

$$t_{\text{ліч}} = t_i + t_3. \quad (9.19)$$

Розглянемо принцип роботи трирозрядного паралельного лічильника (рис. 9.30). Виходи  $Q_i$  тригерів молодших розрядів підключають

до входів  $V_i$  всіх тригерів наступних розрядів. Лічильні Т-входи тригерів усіх розрядів а'єднані між собою і до них подають одночасно лічильні імпульси. Надходження першого лічильного імпульсу переводить тригер Т1 (перший розряд) в стан 1, і на входи  $V_2$  тригера Т2 (другий розряд) передається дозволяючий рівень напруги. Другий лічильний імпульс повертає тригер Т1 до вихідного стану, тригер Т2 переходить до стану 1, і на входи  $V_3$  тригера Т3 надходить дозволяючий рівень напруги. Так само, як і в послідовному трирозрядному лічильнику, восьмий лічильний імпульс повертає схему до початкового стану.

У двійкових лічильниках модуль лічби  $N = 2^n$ , де  $n$  — число розрядів лічильника, звідки необхідна кількість тригерів  $n = \log_2 N$ .

Частота імпульсів на виході кожного наступного тригера вдвоє менша за частоту його входних імпульсів (див. рис. 9.29, б), що використовується для побудови подільників частоти. У цьому випадку входні імпульси подають до лічильного входу першого тригера, а вихідні імпульси знімають з останнього тригера. При цьому вихідна та вхідна частоти зв'язані через модуль лічби виразом  $f_{\text{вих}} = f_{\text{вх}}/N$ . При створенні цифрових вимірювальних приладів з візуальним відображенням результату необхідні лічильники, які ведуть лічбу в десятковій системі числення. Для цих лічильників  $N \neq 2^n$ .

Серед недвійкових лічильників окремим класом виділяють десяткові лічильники з  $N = 10$ . Такі лічильники називають декадними. Їх можна створити з елементів двійкової лічби, якщо у двійкового лі-

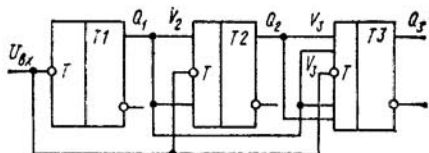


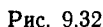
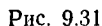
Рис. 9.30

Таблиця 9.3. Відповідність двійко-десятьового лічильника номеру вхідного імпульсу

| Номер вхідного імпульсу | Виходи тригерів |              |              |              |
|-------------------------|-----------------|--------------|--------------|--------------|
|                         | Т4 ( $Q_4$ )    | Т3 ( $Q_3$ ) | Т2 ( $Q_2$ ) | Т1 ( $Q_1$ ) |
| 0                       | 0               | 0            | 0            | 0            |
| 1                       | 0               | 0            | 0            | 1            |
| 2                       | 0               | 0            | 1            | 0            |
| 3                       | 0               | 0            | 1            | 1            |
| 4                       | 0               | 1            | 0            | 0            |
| 5                       | 0               | 1            | 0            | 1            |
| 6                       | 0               | 1            | 1            | 0            |
| 7                       | 0               | 1            | 1            | 1            |
| 8                       | 1               | 0 (1)        | 0 (1)        | 0            |
| 9                       | 1               | 1            | 1            | 1            |
| 10                      | 0               | 0            | 0            | 0            |



На рис. 9.31 показана схема двійко-десятькового лічильника імпульсів «16 мінус 6» на чотирьох тригерах. У схемі лічильника сигнали зворотного зв'язку надходять з виходу тригера Т4 на входи тригерів



Розширити можливості лічби можна, якщо послідовно з'єднати десяткові лічильники. Схема такого лічильника на три декади показана на рис. 9.32. Перша декада відлічує одиниці від 0 до 9 імпульсів, які надходять до входу. Десятий імпульс встановлює всі тригери (розряди) першої декади у початковий стан 0. При цьому перша декада виробляє також імпульс, який записує 1 в другу декаду, що відповідає числу 10. Десятки імпульсів (від 10 до 90) відлічує друга декада, сотні імпульсів (від 100 до 900) — третя декада і т. д. Крім швидкодії, цифрові лічильники імпульсів характеризуються часом реєстрації — часовим інтервалом між початком імпульсів та закінченням перехідних процесів у лічильнику.

258

JK-тригери, які входять до складу поширених серій 133, 134, 136, 155 та ін. В деяких серіях, наприклад 155, є мікросхеми, які виконують функції конкретних лічильників: K1551E2 — десятиковий чотирірозрядний лічильник, K1551E — чотирірозрядний двійковий реверсивний лічильник та ін.

Порівняно з десятиковими двійкові лічильники значно простіші, а число елементів, що зображують кожний розряд, менше. Однак у системі, яка містить двійковий лічильник, має бути пристрій, що переводить число з десятикової системи у двійкову і навпаки. В ЕОМ лічильники імпульсів використовують у пристроях керування машинами для лічби номерів команд, циклів при операціях множення та ділення і т. д.

## 9.6. РЕГІСТРИ

Регістр являє собою набір двійкових ланок (тригерів з керуючими елементами), головним призначенням якого є зберігання інформації у вигляді багаторозрядних двійкових чисел (двійкового коду). На відміну від сталих запам'ятовуючих пристроїв довгочасної пам'яті в регістрах інформація запам'ятовується короточасно, тобто на період одного або кількох циклів роботи всієї системи. Регістр може виконувати і допоміжні операції, наприклад, приймання та видавання числа в інші вузли ЕОМ.

Запам'ятовуючі елементи регістру за кількістю розрядів двійкового числа виготовляють на основі RS-, D-, JK-тригерів. Для допоміжних операцій (введення до регістру або виведення з нього числа, яке зберігається, перетворення коду двійкового числа, зсуву числа на певне число розрядів вліво або вправо) застосовують комбінаційні схеми на основі логічних елементів.

Залежно від способу запису інформації розрізняють три типи регістрів: паралельні, послідовні, паралельно-послідовні. В паралельних регістрах інформація (двійкові числа — слова) записується одночасно до всіх розрядів (паралельний код). У послідовних регістрах запис зсувається тактовими імпульсами від розряду до розряду (послідовним кодом). В паралельно-послідовних регістрах є входи як для паралельного, так і для послідовного запису.

Необхідно відзначити, що в послідовних регістрах, на відміну від паралельних, не лише короточасно зберігається інформація, але й виконується логічна операція зсування коду числа, яке зберігається, на будь-яку кількість розрядів. Зсуваючими тактовими імпульсами  $T_{\text{зс}}$  розряди коду числа зсувають зі входу (зсув праворуч) або з виходу регістра (зсув ліворуч) до його виходу (входу), послідовно переводячи кожний тригер регістра до стану, який відповідає розряду коду на вході даного тригера в момент надходження чергового зсуваючого імпульсу.



ляє собою молодший розряд, а третя — старший. Тому в такому реєстрі спочатку записується старший розряд двійкового числа. Якщо змінити порядок розташування розрядних чарунок на зворотний, то запис до реєстра числа починатиметься з його молодшого розряду.

Розглянемо принцип роботи реєстра за часовими діаграмами (рис. 9.34, б), де за приклад взято код двійкового числа 110 (шість в десятковій системі). У відсутності сигналу на вході реєстра останній встановлюють у стан 0 подаванням серії тактових імпульсів  $T_c$ , число яких дорівнює кількості розрядів у реєстрі. Коли надходить до входу

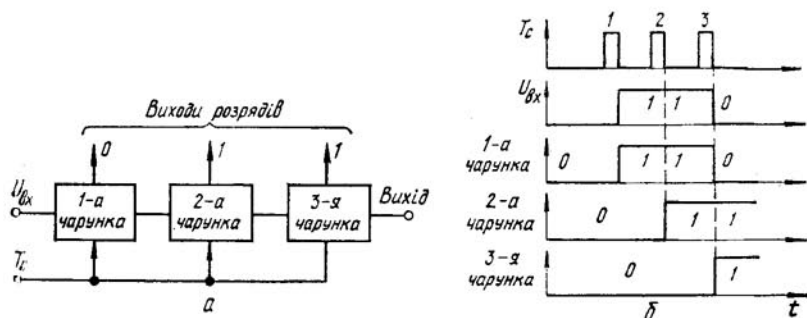


Рис. 9.34

реєстра код числа (запис інформації), одночасно подаються тактові імпульси, які впливають на всі тригери чарунок, причому цей вплив спрямований на перемикання тригерів із стану 1 у стан 0 із записом 1 в тригері наступної чарунки. Таким чином, тактові імпульси просують число від молодшого розряду реєстра до старшого. Після третього тактового імпульсу тригерні чарунки реєстра набувають стану, який відповідає коду двійкового числа 110.

Зчитується інформація з виходу реєстра в послідовному коді також подаванням серії тактових імпульсів. Інформацію можна знімати так само, як і в паралельних реєстрах у паралельному коді, використовуючи виходи розрядів реєстра. Необхідно зауважити, що частота тактових імпульсів загалом стала. Коли використовуються D-тригери, тактові імпульси подаються до синхронізуючих входів тригерів на кожний розряд числа.

Зсунути записане двійкове число у послідовному реєстрі можна на один або  $n$  розрядів. При цьому операція зсуву відповідає множенню числа на  $2^n$ . Наприклад, зсув двійкового числа 010 (два в десятковій системі) на один розряд дає число 100 (чотири в десятковій системі).

Тактові імпульси в однотактних реєстрах впливають одночасно на переведення у певний стан тригерів всіх розрядів. Тому необхідно розподілити за часом не менш як на тривалість тактового імпульсу опера-

ції зчитування одиниці з тригера кожного розряду з операціями її перезапису в тригер кожного наступного розряду. Без цього перезапис одиниці в наступний розряд не відбудеться. Для перезапису між чарунками в коло передачі вмикають елементи затримки імпульсів запису одиниць в наступні чарунки на час дії тактових імпульсів. Однак елементи затримки, що вміщують реактивні елементи  $L$  та  $C$ , погано узгоджуються з методами планарної технології. Тому для рознесення в часі операцій зчитування і перезапису одиниці використовують як розрядні чарунки інтегральні RS-, JK-, D-тригери з внутрішньою затримкою. У таких регістрах операції зчитування і перезапису одиниці розподіляються у часі автоматично.

## 9.7. ДЕШИФРАТОРИ

Принцип будови дешифраторів визначається тим, що їх вихідний сигнал, який характеризує керуючий вплив, залежить лише від комбінації сигналів на входах цих пристроїв. Дешифратори (в літературі зустрічаються назви — декодери) являють собою вибірккові схеми, які призначені для перетворення кодового запису інформації в лічильниках та регістрах в сигнали керування і для передавання їх на виконавчі елементи обчислювальної машини, в пристрої відображення інформації (світлове табло, цифрові індикатори) і т. д. Перетворення кодової інформації полягає в переході від двійкової системи числення до десяткової, дешифруванні інформації в різних кодах. Крім того, дешифратор працює як комутатор та розподільник імпульсів.

Схема дешифратора (рис. 9.35, а) має кілька входів (за числом виходів лічильника або регістра) та виходів. На входи дешифратора надходить інформація у вигляді різних комбінацій станів 0 та 1 (вхідні змінні  $x_N$ ). Кожній комбінації станів на входах відповідає певна комбінація станів на виходах (вихідні змінні  $y_{2N}$ ). Так, до чотирирозрядного лічильника, який призначений для лічби в десятковій системі числення (див. рис. 9.31), приєднують дешифратор з вісьмома входами. Кожному стану виходів лічильника відповідає стан 1 на одному виході дешифратора і стан 0 на всіх інших виходах.

Процес перетворення коду двійкового числа в сигнали керування розглянемо на схемі дешифратора на діодній матриці (рис. 9.35, б). Схема являє собою логічний пристрій з двома входами й чотирма виходами. Основними елементами дешифратора є діодна матриця, яка виконує функції чотирьох елементів І, та два тригери Т1 та Т2, які виконують функції елементів НІ. Розгорнута структура елементів І, для яких використовують стандартні мікросхеми, дозволяє наочніше простежити за процесами в схемі.

Припустимо,  $x_1 = 0$ ,  $x_2 = 0$  (код 00). В цьому випадку обидва тригери знаходяться у стані 0. У вихідному стані ліві виходи тригерів ма-

ють високий рівень напруги (заперечення вихідного сигналу), а праві виходи — нульовий. Тому діоди V1, V2, V5, V6 закриті, а діоди, що залишилися, відкриті. Якщо хоча б один з діодів, що приєднаний до будь-якої вихідної шини, відкрити, то потенціал цієї шини низький, адже практично вся напруга джерела  $+E$  при протіканні струму через резистор  $R$  та розкритий діод спадає на резисторі, опір якого значно більший за опір діода в прямому напрямі. Тому високий потенціал,

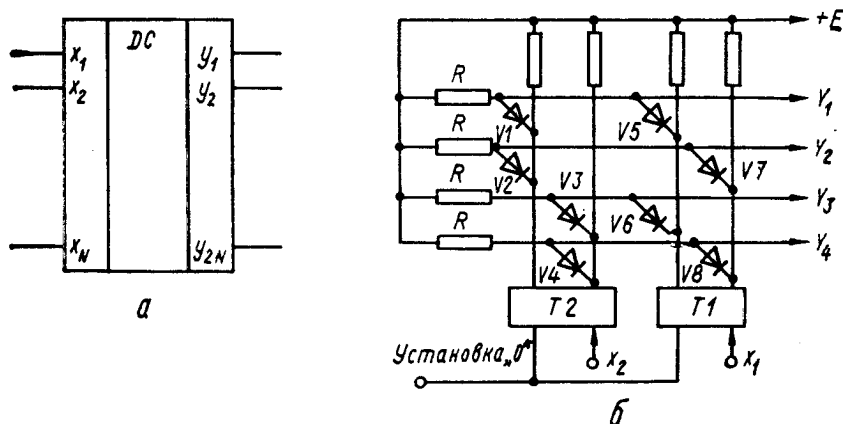


Рис. 9.35

що відповідає коду 1, виникає лише на шині  $Y_1$ , до якої приєднані одночасно закриті діоди V1 та V5. Таким чином,  $Y_1 = 1$ ,  $Y_2 = Y_3 = Y_4 = 0$ . Якщо на вхід дешифратора з регістра надходить двійковий код 11, то високі рівні напруг будуть на правих виходах тригера, і закритими будуть діоди V3, V4, V7, V8. В цьому випадку  $Y_4 = 1$ ,  $Y_1 = Y_2 = Y_3 = 0$ . Незавжди впевнитися, що при коді 10 високий рівень напруги передається на шину  $Y_3$ , а при коді 01 — на шину  $Y_2$ .

Таким чином, при двовходовому дешифраторі в залежності від стану входу можна посилати сигнали керування на один з чотирьох виконавчих елементів. Якщо вхідних шин буде  $K$ , то вихідних  $m = 2^K$ . Наприклад, якщо  $K = 4$ , то  $m = 2^4 = 16$ . Якщо кількість вихідних шин велика, то застосовують багатоступінчасті дешифратори. Вихідні сигнали в них з першого ступеня дешифратора, який працює подібно до описаного, надходять до другого ступеня з великою кількістю входів і т. д. Багатоступінчасті дешифратори економічніші. Разом з діодними, діодно-транзисторними застосовують транзисторні схеми дешифраторів. На основі таких схем промисловістю випускає велику номенклатуру дешифраторів в інтегральному виконанні, наприклад, мікросхеми К2231Д1, К500116М трирозрядні дешифратори, К22911 чотири-входовий двоступеневий дешифратор та ін.

## 9.8. ІМПУЛЬСНІ ГЕНЕРАТОРИ НА ОПТРОННИХ ПЕРЕМИКАЧАХ

Найпридатнішим для побудови імпульсних генераторів є діодний оптрон, який відрізняється від інших оптронних пар високою швидкістю. Однак у вигляді оптоелектронної пари діодний оптрон (як і інші оптрони) має дуже малий коефіцієнт передачі вхідного струму (0,01 ... 0,03). Для збільшення коефіцієнта передачі оптрони мають додаткові підсилювачі-інвертори. Такий пристрій у сукупності являє собою оптронний перемикач і конструктивно виконується у вигляді

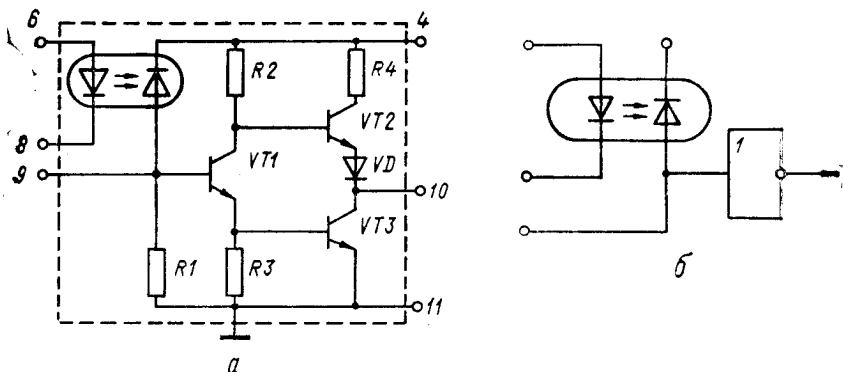


Рис. 9.36

стандартної інтегральної мікросхеми. Розв'язуючі характеристики оптронних перемикачів — опір ізоляції і припустима напруга ізоляції, прохідна ємність — визначаються параметрами оптрона та типом корпусу.

На рис. 9.36, а показано принципову схему оптронного перемикача, найбільш придатного для побудови імпульсних генераторів. Він складається з оптронної пари, підсилювача-інвертора та елемента НІ (рис. 9.36, б). Підсилювач-інвертор складається з біполярних транзисторів VT1—VT3 з вихідним каскадом за схемою емітерного повторювача і динамічного навантаження на транзисторі VT3.

Оптрони перемикачі можна охопити колами позитивного та негативного зворотного зв'язку. Враховуючи це і підсилювальні властивості в оптронних перемикачах, а також можливість забезпечення оптронами широкої смуги пропускання (від 0 до 100 МГц та більше) і, отже, високої швидкодії, повну сумісність з інтегральними мікросхемами за технічними, конструктивно-технологічними і експлуатаційними показниками, оптронні перемикачі широко використовують при проектуванні імпульсних та цифрових генераторів.

**Оптоелектронний тригер.** Оскільки в оптронному перемикачі є інвертор НІ, то, з'єднавши вихід першого перемикача зі входом друго-

го, а вихід другого — зі входом першого (рис. 9.37, а), створимо коло позитивного зворотного зв'язку. Цей пристрій має два стійких стани рівноваги і являє собою оптоелектронний тригер з роздільним запуском (RS-тригер з прямими входами).

Принцип роботи оптоелектронного тригера такий: припустимо  $U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}2} = 0$ , перемикач DD1 закритий і на його виході встановлена напруга одиничного рівня, тобто  $U_{\text{вих}1} = U_{\text{вих}}^1$ . Ця напруга прикладається до світлодіода перемикача DD2, внаслідок чого він збуджується

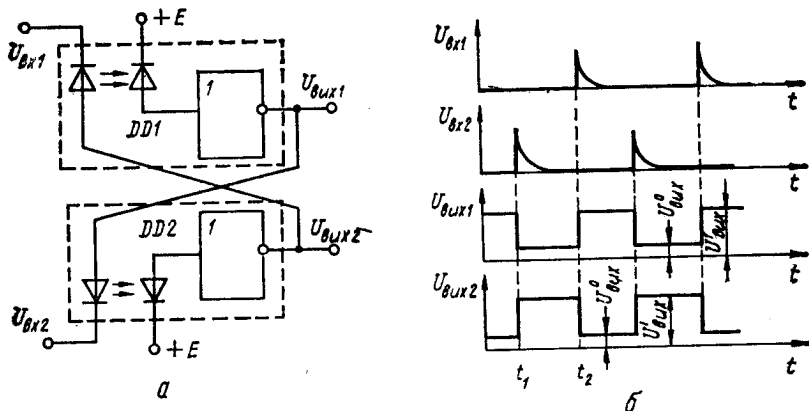


Рис. 9.37

ний і перемикач DD2 відкритий. Його вихідна напруга дорівнює напрузі нульового рівня інвертора ( $U_{\text{вих}2} = U_{\text{вих}}^0$ ). При цьому світлодіод перемикача DD1 закритий (не збуджений). Тригер знаходиться в одному зі стійких станів рівноваги, за якого  $U_{\text{вих}1} = U_{\text{вих}}^1$  та  $U_{\text{вих}2} = U_{\text{вих}}^0$ .

Щоб перемкнути тригер у інший стійкий стан рівноваги, необхідно на катод світлодіода оптронного перемикача DD2 (на вхід цього перемикача) подати імпульс позитивної полярності з амплітудою  $U_{\text{вих}}^1 - U_{\text{г}} < U_{\text{вх}2} < U_{\text{вих}}^1$ , де  $U_{\text{г}}$  — гранична напруга вмикання світлодіода за прямого його зміщення, яка забезпечує протікання граничного прямого струму діода  $I_{\text{г}}$ , від якого він засвічується. Цей імпульс (момент часу  $t_1$  на рис. 9.37, б) закриває світлодіод перемикача DD2, напруга на виході якого стрибком досягає одиничного рівня ( $U_{\text{вих}2} = U_{\text{вих}}^1$ ). При цьому через коло зворотного зв'язку збуджується світлодіод перемикача DD1, а напруга на виході цього перемикача стрибком досягає нульового рівня, тобто  $U_{\text{вих}1} = U_{\text{вих}}^0$ .

Для повернення тригера у вихідний стан необхідно до входу перемикача подати імпульс позитивної полярності (момент часу  $t_2$ ) з ам-



плітуду  $U'_{\text{вих}} - U_p < U_{\text{вх1}} < U'_{\text{вих}}$ . Цим створюються умови для закривання світлодіода перемикача DD1 та збудження світлодіода перемикача DD2, а отже, для переходу перемикача DD1 до одиничного, а DD2 до нульового стану, тобто  $U_{\text{вх1}} = U'_{\text{вих}}$  та  $U_{\text{вх2}} = U^0_{\text{вих}}$ .

Необхідно відзначити, що одночасне подавання до входів тригера одиничних напруг (імпульсів позитивної полярності) є забороненою комбінацією входних сигналів. В цьому випадку умова збудження світлодіодів оптронних перемикачів відсутня, і на обох виходах тригера

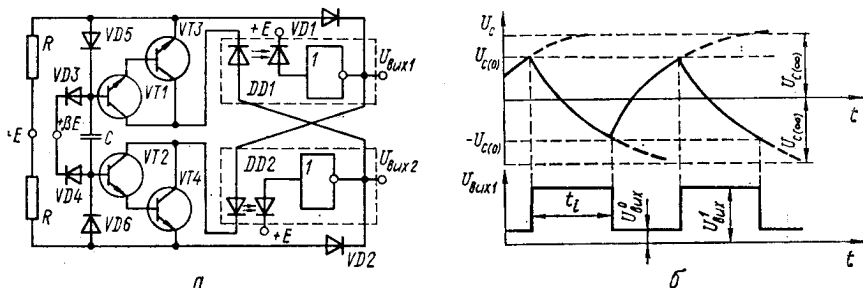


Рис. 9.38

встановлюються одиничні рівні напруг. Оптиелектронні тригери відрізняються високою стабільністю часових параметрів імпульсів у широкому діапазоні частот.

**Оптиелектронний автоколивний мультивібратор.** Автогенератори прямокутних імпульсів (у мультивібраторному режимі) легко побудувати, якщо використати оптиелектронні тригери (рис. 9.37, а) у сполученні з пристроєм, який задає час і являє собою RC-коло, та компаратором напруги. Схема автоколивного мультивібратора на оптронних перемикачах в тригерному вмиканні з діодно-транзисторним компаратором напруги та конденсатором, який перезаряджається у колі, що задає час, показана на рис. 9.38, а, а часові діаграми напруг у мультивібраторі — на рис. 9.38, б.

Основною мультивібратора є оптиелектронний тригер на оптронних перемикачах DD1 та DD2. Діоди VD1 та VD2 забезпечують перезарядження конденсатора C в прямому або зворотному напрямі (залежно від стану тригера) через джерело живлення  $+E$ , резистор R, який задає час, захисний діод VD6 або VD5, емітерні переходи складеного транзистора VT1, VT3 або VT2, VT4 та вихід відкритого перемикача. Опорні діоди VD3 та VD4 призначені для порівняння напруги, що задає час, коли перезаряджається конденсатор C, з опорною напругою  $\beta E$ . Перезарядження відбувається через резистори, які задають час, базовими струмами складених транзисторів, в колекторні кола яких ввімкнені світлодіоди оптронних перемикачів. Використання

складених транзисторів у схемі забезпечує стабільну роботу мультівібратора при великих номіналах резисторів, що задають час.

Роботу мультівібратора розглянемо за умови повної симетрії схеми: діоди VD1 — VD6 ідентичні і спад напруги на них в прямому напрямі  $U_D$  однаковий, рівні також напруги  $U_{EB}$  на переходах емітер — база транзисторів VT1 — VT4 та  $U_{EB} = U_D$ , а  $U_{вих1}^0 = U_{вих2}^0$ . Припустимо, перемикач DD1 закритий і  $U_{вих1} = U_{вих1}^1$ , а перемикач DD2 відкритий і  $U_{вих2} = U_{вих2}^0$ . Діод VD1 позитивною напругою одиничного рівня, прикладеною до його катода, також закритий. Діод VD2 відкритий, тому конденсатор  $C$  перезаряджається через джерело живлення  $+E$ , верхній резистор  $R$ , який задає час, розкритий захисний діод VD5, переходи емітер — база транзисторів VT2, VT4, діод VD2 та вихідне коло перемикача DD2. Опорні діоди VD3 та VD4 закриті. Світлодіод оптронного перемикача DD2 збуджений, а  $U_{вих2} = U^0$ . При перезаряджанні конденсатора напруга  $U_C$  на ньому експоненціально зменшується (верхня діаграма на рис. 9.38, б) від  $U_C(0) = \beta E - 2U_D - U^0$ , наближаючись до асимптотичного рівня  $U_C(\infty) = -(E - 4U_D - U^0)$ . Коли  $t = t_i$  та  $U_C(t_i) = -(\beta E - 2U_D - U^0)$ , опорний діод VD3 відкривається, і базовий струм (струм перезаряджання конденсатора) складеного транзистора VT2, VT4 різко зменшується. При цьому складений транзистор закривається, цим він обумовлює гасіння світлодіода перемикача DD2. Останній закривається, і його вихідна напруга одиничного рівня закриває діод DD2. Тепер починається перезаряджання в зворотному напрямі. За рахунок струму перезаряджання відкривається складений транзистор VT1, VT3, колекторний струм якого збуджує світлодіод перемикача DD1, і тригер перевертається. До вихідного стану тригер повертається після перезаряджання конденсатора в зворотному напрямі і відкривання опорного діода VD4.

Тривалість генерованих імпульсів

$$t_i = \tau \ln \frac{E(1 + \beta) - 6U_D - 2U^0}{E(1 - \beta) - 2U_D}, \quad (9.20)$$

де  $\tau = RC$  — стала часу кола, що задає час

Значення  $\beta_{opt}$ , яке забезпечує компенсацію нестабільності часових параметрів імпульсів, що викликана коливаннями  $E$  та  $U_D$ , можна визначити з перетвореного виразу (9.20), який з урахуванням того, що  $U^0 \approx U_D$ , має вигляд

$$t_i = \tau \ln \frac{1 + \beta}{1 - \beta} + \tau \ln \frac{[E(1 + \beta) - 8U_D](1 - \beta)}{[E(1 - \beta) - 2U_D](1 - \beta)}. \quad (9.21)$$

Із цього виразу, з урахуванням того, що  $\beta_{opt} = 0,6$ , яке знайдено з рівняння  $E(1 - \beta_{opt}^2) - 8U_D = E(1 - \beta_{opt}^2) - 2U_D(1 - \beta_{opt})$ , маємо

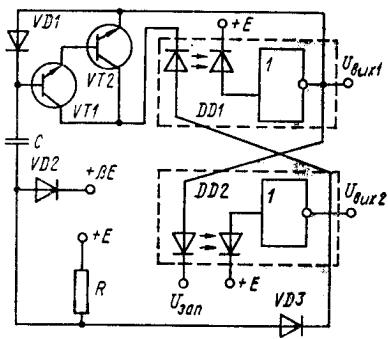
$$t_i = \tau \ln \frac{1 + \beta_{opt}}{1 - \beta_{opt}} \approx 1,38 \tau. \quad (9.22)$$

Опір резистора  $R$ , що задає час і забезпечує початковий струм перезаряджання конденсатора, достатній для відкриття складеного транзистора та збудження світлодіода, знаходять з виразу

$$R < h_{21E}^2 (\beta_{\text{opt}} E - 2U_D - U^0)/I_{\text{f}}. \quad (9.23)$$

Якщо, наприклад,  $h_{21E} = 80$ ,  $E = 5 \text{ В}$ ,  $\beta_{\text{opt}} = 0,6$ ,  $U^0 = U_D = 0,5 \text{ В}$  та  $I_r = 2,5 \text{ мА}$ , то резистор, що задає час, мусить мати опір, менший за  $3900 \text{ кОм}$ .

**Оптоелектронний загальмований мултивібратор.** Вимкнувши зі схеми автоколивного мултивібратора (рис. 9.38, *а*) складений тран-



6

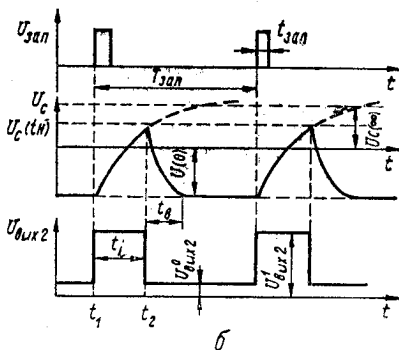


Рис. 9.39

зистор VT2, VT4, один резистор  $R$  та діоди VD1, VD3 та VD6, можна забезпечити чекаючий режим роботи мультівібратора. Схема загальмованого мультівібратора на оптоелектронному тригері показана на рис. 9.39, *а*, а часові діаграми напруг — на рис. 9.39, *б*.

Відповідним вибором елементів схеми й напруги живлення в вихідному режимі спокою забезпечуємо закритий стан перемикача DD1 ( $U_{\text{вих1}} = U_{\text{вих1}}^1$ ) і відкритий стан перемикача DD2 ( $U_{\text{вих2}} = U_{\text{вих2}}^0$ ). Конденсатор  $C$ , що задає час, заряджений до напруги  $U_C(0) = -(E - 2U_D - U^0)$ . Коли імпульс запуску позитивної полярності в момент часу  $t_1$  надходить на катод світлодіода в перемикачі DD2, світлодіод гасне, а перемикач переходить у стан, де  $U_{\text{вих2}} = U_{\text{вих2}}^1$ . Цей одиничний рівень напруги позитивної полярності прикладається до світлодіода в перемикачі DD1, засвічує його, і на виході перемикача встановлюється напруга нульового рівня, тобто  $U_{\text{вих1}} = U_{\text{вих1}}^0$ . Оскільки складений транзистор VT1, VT2 відкривається, конденсатор  $C$  перезаряджається через джерело живлення  $E$ , резистор  $R$ , переході емітер — база транзисторів VT1 і VT2 та вихід перемикача DD1. При цьому напруга наближається до рівня  $U(\infty) = E - 2U_D -$

—  $U^0$  (середня діаграма на рис. 9.39, б). Коли напруга на конденсаторі в момент часу  $t_i$  досягає значення  $U_C(t_i) = \beta E - U_D - U^0$ , спорний діод VD2 відкривається, складений транзистор VT1, VT2 та світлодіод перемикача DD1 закриваються. Тригер повертається у початковий стан ( $U_{\text{вих1}} = U_{\text{вих1}}^1$ ;  $U_{\text{вих2}} = U_{\text{вих2}}^0$ ). Час відновлення початкового стану закінчується, коли конденсатор C через відкриті діоди VD1 та VD3 і вихід тригера зарядиться до початкового рівня  $U(0)$ . Таким чином, формується імпульс вихідної напруги з тривалістю

$$t_i = \tau \ln \frac{2E - 4U_D - 2U^0}{E(1 - \beta) - U_D}, \quad (9.24)$$

де  $\tau = RC$  — стала часу кола, що задає час.

Для визначення оптимального значення  $\beta_{\text{opt}}$  необхідно вираз (9.24) привести до такого вигляду ( $U_D \approx U^0$ ):

$$t_i = \tau \ln \frac{2}{1 - \beta} + \tau \ln \frac{(2E - 6U_D)(1 - \beta)}{2[E(1 - \beta) - U_D]}, \quad (9.25)$$

звідки  $2E(1 - \beta_{\text{opt}}) - 6U_D(1 - \beta_{\text{opt}}) = 2E(1 - \beta_{\text{opt}}) - 2U_D$ . Тоді

$$t_i \approx \tau \ln [2/(1 - \beta_{\text{opt}})] = 1,77 \tau. \quad (9.26)$$

Час відновлення початкового стану

$$t_v \approx 5C(R_{\text{вих}}^0 + R_{\text{вих}}^1 + 2r_D). \quad (9.27)$$

Щоб уникнути забороненої комбінації вхідних сигналів оптоелектронного тригера, мають виконуватися умови

$$t_{\text{закр}} < t_i; \quad t_i + t_v \leq T_{\text{закр}}. \quad (9.28)$$

## Розділ 10. МІКРОПРОЦЕСОРИ ТА МІКРОЕОМ

### 10.1 ОСНОВНІ СТРУКТУРИ МІКРОПРОЦЕСОРІВ

На відміну від цифрових обчислювальних пристроїв сучасні цифрові ЕОМ мають запам'ятовуючу програму. Така ЕОМ виконує обчислення під керуванням програми, що зберігається в її пам'яті. ЕОМ із запам'ятовуючою програмою може вибирати різні сегменти програми, тобто здійснювати розгалужений обчислювальний процес. Розгалуження або винесення розв'язків залежить від результатів попередніх обчислень.

Цифрові ЕОМ поділяють на дві великі групи:

- 1) спеціалізовані ЕОМ, які призначені для розв'язання обмежено-

го кола інженерних задач автоматичного регулювання, контролю, керування і т. ін.;

2) універсальні ЕОМ, які використовують для обробки інформації найрізноманітнішого характеру (технічної, системної, економічної і т. ін.).

Удосконалення конструкції ЕОМ і техніки програмування дозволило розробити обчислювальні комплекси, які можна віднести до серії малих ЕОМ. Такі ЕОМ характеризуються меншими обчислювальними можливостями, проте мають невеликі габаритні розміри і вартість.

Центральним пристроєм будь-якої ЕОМ є арифметико-логічний пристрій, який здійснює обробку вхідної інформації  $x$  за законом  $f(x)$ . Цей закон задається оператором за допомогою керуючої програми. Результат обробки інформації  $y = f(x)$  подається на вихід ЕОМ. При цьому вся інформація кодується за допомогою двійкової системи числення. Арифметична операція будь-якої складності зводиться до операцій додавання і віднімання. Ці операції можна виконати за допомогою лічильників (див. п. 9.5).

Наприклад, якщо необхідно помножити 15 на 9, то результат у десятковій системі буде:  $15 \times 9 = 135$ . Множення цих же чисел у двійковій системі дає:

$$\begin{array}{r} 1111 \\ 1001 \\ \hline 1111 \\ 0000 \\ 0000 \\ 1111 \end{array}$$

$$10000111 = 1 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 128 + 4 + 2 + 1 = 135.$$

Таку операцію може виконати підсумовуючий лічильник. До операції додавання можна звести, наприклад, обчислення більш складної функції  $\sin$ , яку слід розкласти у степеневий ряд, а степінь розкласти через суму і т. д. Таким чином, арифметико-логічний пристрій являє собою сукупність логічних схем, які виконують операції на зразок операцій в розглянутому вище прикладі. Таку сукупність логічних схем називають процесором.

Успіхи інтегральної технології зумовили появу інтегральних мікросхем з високим рівнем інтеграції, який досягає 10000 елементів на кристал. Це дозволило створити електронні системи великої функціональної складності, які мають малі розміри. Такими системами є універсальні обчислювальні машини, які називають мікроЕОМ. Ці машини витісняють малі й спеціалізовані ЕОМ з жорсткою програмою. Процесор, побудований на одному або кількох кристалах як ВІС, і є основою мікроЕОМ, називають мікропроцесором. За своєю структурою мікропроцесор аналогічний процесорам великих ЕОМ.

Першими мікроЕОМ були клавішні «кишенькові» обчислювальні пристрої, які називають мікрокалькуляторами. Саме на них були від-

працьовані схемотехнічні, топологічні і конструктивні завдання, які потім були використані при створенні мікропроцесорів.

На рис. 10.1 наведено структурну схему інженерного мікрокалькулятора БЗ-18. Штриховим контуром обмежено частину мікрокалькулятора, що виготовлена на одному кристалі ВІС на МОН-транзисторах. Кристал ВІС, який має розміри  $5 \times 5,2$  мм і містить біля 20000 елементів, розміщений у корпусі, що має 48 зовнішніх виводів.

Алгоритм обчислення в мікрокалькуляторі задає оператор натисканням клавішів клавішного пристрою (КП), який являє собою комутаційне поле, що складається з горизонтальних і вертикальних шин (матриця), з'єднаних у місцях перетину контактами клавішів. Таким чином, клавішний пристрій через пристрій вводу (ПВ) здійснює введення у мікрокалькулятор числової і командної інформації.

Для виконання арифметичних дій арифметико-логічним пристроєм (АЛП) треба мати певну кількість команд-правил, що складають комплект мікрокоманд. Мікрокоманди зберігаються у постійному запам'ятовуючому пристрої (ПЗП), який називають пам'яттю команд. Зберігання проміжних результатів обчислень, а також чисел і констант, які беруть участь у обчисленнях, забезпечується регістрами оперативного запам'ятовуючого пристрою (ОЗП).

Керує операціями і обчислювальними командами пристрій керування (ПК). Операційні команди подаються при введенні чисел, виведенні результату і т. ін., обчислювальні команди — при додаванні або відніманні чисел. Крім того, ПК розшифровує мікрокоманди, які надійшли до нього з ПЗП, і здійснює адресацію команд. Регулювання порядку надходження команд і виконання операцій здійснює група тригерів ПК, які називають прапорцями.

Після ввімкнення живлення із ПЗП у ПК надходить мікрокоманда «встановлення початкового стану». При цьому мікрокалькулятор переходить у стан готовності до прийому інформації і виконанню обчислювальних або операційних функцій.

Натискання клавіші введення числа спричиняє з'єднання відповідних горизонтальної і вертикальної шин клавішного пристрою. При цьому один з тригерів прапорців у пристрої керування переходить у стан  $Q = 1$ , фіксуючи таким чином натискання клавіші. Відбувається введення числа і його кодування. Коди чисел розміщуються у регістрах ОЗП і одночасно відображаються на табло пристрою індикації. Натискання клавіші «виконати» викликає надходження з ПЗП мікропрограми, яка відповідає раніше натиснутій клавіші виконання функції. Арифметичний пристрій відповідно до заданої програми здійснює обчислення, результат яких за допомогою пристрою виведення (ПВив) передається в ОЗП і відображається на табло індикатора. Число, яке до цього зберігалось в ОЗП, зникає, тим самим готуючи мікрокалькулятор до подальшої роботи.

Індикаторний пристрій (ІП), побудований на базі дев'ятирозрядного люмінесцентного сегментного індикатора, призначений для візуаль-

ного контролю як вихідної інформації, так і результатів обчислень. В інших типах мікрокалькуляторів використовують також рідинно-кристалічні або світлодіодні сегментні індикатори. Код числа з регістра, що керує пристроєм виводу мікрокалькулятора, перетворюється дешифратором цього пристрою у двійкові сигнали, які розподіляються на відповідні сегменти індикатора.

Пристрій синхронізації (ПС) виробляє сигнали опорної частоти  $f_0$  і тактові імпульси з частотою  $f_t = f_0/3$  для узгодження у часі роботи усіх вузлів мікрокалькулятора.

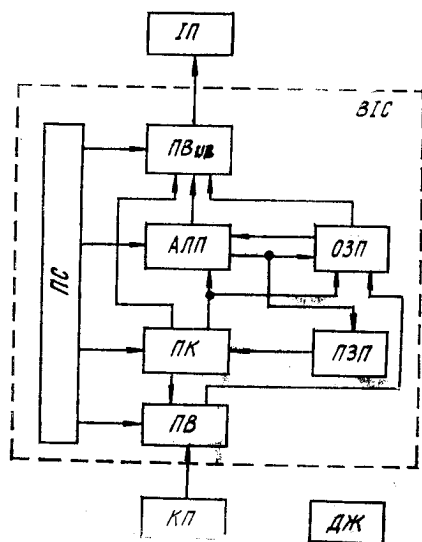


Рис. 10.1

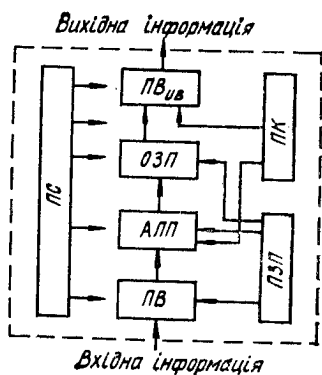


Рис. 10.2

На відміну від мікрокалькулятора у мікропроцесорі введення інформації здійснюється не за рахунок натискання клавіш, а під час надходження відповідних кодових комбінацій, як і в процесорах великих ЕОМ. Результат обчислень також одержують у вигляді кодів. Однак для того, щоб така система могла виконувати досить складні обчислення, її ПЗП треба забезпечити набором мікропрограм (програмою називають послідовність команд) для самостійного функціонування мікропроцесора. Зрозуміло, що набір мікропрограм не може бути великим за об'ємом і їх кількість становить звичайно 30—80. Тому мікропроцесор є спеціалізованою мікроЕОМ.

До набору команд, які виконує мікропроцесор, входить значна частина простих команд сучасних ЕОМ. Цей набір, як правило, достатній для розв'язування завдань, що виникають при керуванні об'єктами і технологічними процесами (електропривід, електрозварювання, верстати з числовим програмним керуванням, хімічна технологія і т. ін.).

Структурну схему мікропроцесора зображено на рис. 10.2. Ця структурна схема практично повністю відповідає структурній схемі мікрокалькулятора, яка обмежена штриховою лінією на рис. 10.1. Тому розглянемо лише те, що є характерною особливістю мікропроцесора. Мікропроцесор повністю автономна система. Тому комплект мікропрограм, які закладені в постійну пам'ять, повинен виконувати арифметичні операції, обробляти й аналізувати одержані результати, а також забезпечувати прийняття рішень. Як правило, мікропроцесори комплектуються програмованим ПЗП (керуюча пам'ять). Тому у них досить легко здійснити перезапис, а отже, забезпечити програмними засобами використання мікропроцесора для розв'язання різноманітних задач без будь-яких змін в апаратурі. Таким чином, мікропроцесор є універсальною цифровою електронною системою, функція якої задається керуючою програмою.

Перші мікропроцесори на чотири розряди (біти) були побудовані з використанням приладів МОН-структури на одному кристалі. Пізніше для побудови автономної системи до мікропроцесорів почали додавати цифрові інтегральні схеми. Такі комплекти мають широкі функціональні можливості, економічніші й завадозахищені. Наприклад, до функціонального складу мікропроцесорного комплекту на базі інтегральних схем серій K587 і K530 входять мікросхеми: K587ИК2 (арифметичний пристрій), K587РП1 (блок мікропрограмного керування), K587ИК1 (пристрій обміну інформацією), K587ИК3 (арифметичний розширювач), K530АП2 (двонаправлений приймач-передавач цифрової інформації). Удосконалення інтегральної технології дозволило розробити мікропроцесорні системи, побудовані на однокристальних ВІС та НВІС на базі біполярних приладів, і забезпечити їх масовий випуск при невеликій вартості.

Високі техніко-економічні показники мікропроцесорів дозволяють ефективно використовувати їх у системах цифрової обчислювальної техніки, наприклад, у терміналах і периферійних пристроях цифрових ЕОМ, у системах керування і регулювання (поточні лінії, верстат-автомати, роботи-маніпулятори), для керування різноманітними технологічними процесами (зокрема при виготовленні інтегральних мікросхем) та ін. Дедалі ширше мікропроцесори застосовуються у радіовимірювальній апаратурі. Таким чином, кристал, в якому «вміщено» складний електронний автомат, у свою чергу, вбудовують у металообробний верстат, систему керування перетворювачем, телевізор.

## **10.2. СТРУКТУРА МІКРОЕОМ І ЇЇ ІНФОРМАЦІЙНИЙ ЗМІСТ**

Мікропроцесорний комплект — це набір спеціалізованих ВІС, за допомогою яких можна забезпечити необхідні зв'язки мікропроцесора із зовнішнім середовищем. До таких спеціалізованих ВІС відносяться периферійні адаптери, пристрої вводу—виводу, контролери прямого доступу до пам'яті, таймери та ін. Мікропроцесорні комплекти



звичайно складаються з двох видів пристроїв: мікроконтролери та мікроЕОМ.

Мікроконтролер — це обчислювальний пристрій на основі інтегральних мікросхем малого, середнього та великого ступеня інтеграції, які забезпечують функції керуючого пристрою або системи за умови зберігання керуючої програми у постійному запам'ятовуючому пристрої. Такий обчислювальний пристрій, наприклад, система керування ліфтами, функціонує за своєю жорстко заданою програмою.

На відміну від мікроконтролерів мікроЕОМ має визначений набір периферійних пристроїв і зберігає програми користувача у ОЗП. Струк-

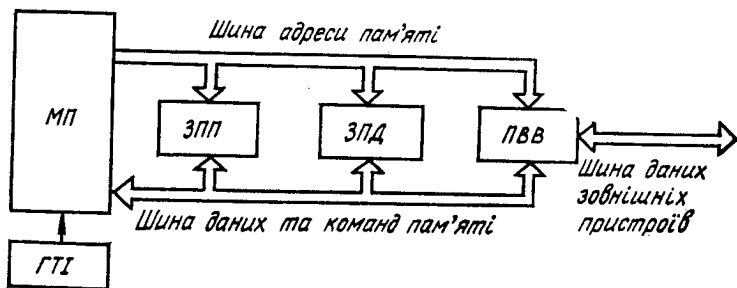


Рис. 10.3

турну схему мікроЕОМ подано на рис. 10.3. До її складу входить мікропроцесор (МП), генератор тактових імпульсів (ГТІ), запам'ятовуючий пристрій програми (ЗПП), запам'ятовуючий пристрій даних (ЗПД), а також пристрій вводу—виводу (ПБВ). Така структура аналогічна структурі великих ЕОМ. Для зберігання команд, які складають програму роботи мікропроцесора, призначений ЗПП, в якому записана інформація не зникає при вимиканні напруги живлення. Пристрій ЗПД зберігає дані, які обробляються мікропроцесором. Введення даних до ЗПД і їх виведення до зовнішніх пристроїв здійснюється пристроєм (ПБВ).

Узгоджену роботу усіх вузлів мікропроцесорної системи забезпечує ГТІ. При цьому одна команда, яка зберігається у ЗПП, може бути виконана не за один, а за кілька періодів тактових імпульсів.

Мікропроцесор (вузол обробки інформації) з пам'яттю і зовнішніми пристроями сполучений за допомогою трьох шин. Шина адреси пам'яті призначена для передавання інформації за адресою чарунки пам'яті. Кількість провідників цієї шини відповідає кількості двійкових розрядів адреси. Шина даних і команд призначена для передачі інформаційних слів і є двонапрямленою (її можна порівняти з двосторонньою транспортною магістраллю). Шина даних зовнішніх пристроїв призначена для передачі повідомлень від зовнішніх пристроїв і у зво-

ротному напрямі. Така шина керування є специфічною для кожного типу мікроЕОМ. Дуже часто повідомлення для зовнішніх пристроїв передають через частину розрядів шини даних. Якщо передавати адреси і дані через одну шину у різні моменти часу, то одержимо структуру мікроЕОМ з однією так званою спільною, або мультиплексною, шиною (рис. 10.4). На цій схемі ЗПП і ЗПД об'єднані в один блок

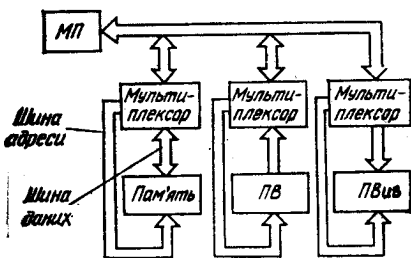


Рис. 10.4

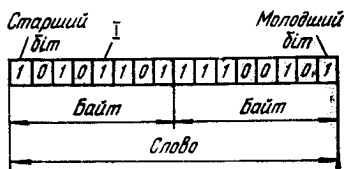


Рис. 10.5

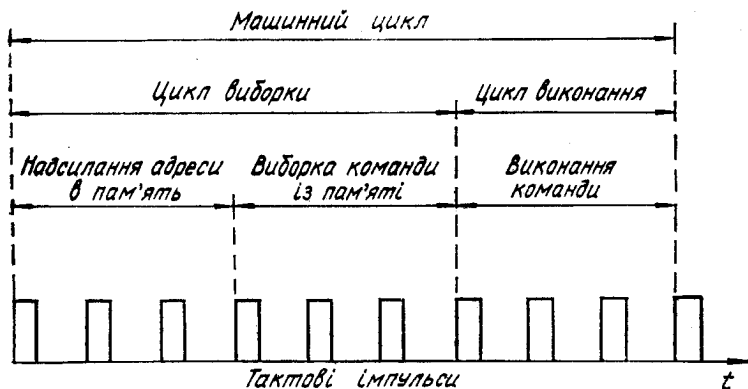


Рис. 10.6

«пам'ять», а ПВВ розділений на пристрій вводу (ПВ) і пристрій виводу (ПВив).

Цифрова інформація, що обробляється мікроЕОМ, подана у вигляді двійкових чисел. Кожен розряд двійкового числа називають бітом, який може мати значення 1 або 0. На рис. 10.5 показано структуру двійкового коду мікроЕОМ. Найбільшу вагу має крайній лівий біт, а найменшу вагу — крайній правий біт. Перший називають старшим бітом, а другий — молодшим бітом (розрядом). Вісім бітів, наприклад 10101101, складають один байт. 1024 байти складають один кілобайт (кбайт): 1 байт дорівнює  $2^3$  біт, а 1 кбайт =  $2^9$  байт, хоч префікс кіло у системі СІ означає тисячкратне збільшення. Інформація, що оброб-

ляється мікроЕОМ, подається групою бітів, які складають слово. При цьому кількість бітів у слові, яке містить інформацію про дані, залежить від типу мікропроцесора. Найбільш поширені слова, довжина яких складається з 4, 8, 12 і 16 бітів. Треба зауважити, що кількість бітів у слові для передачі даних визначає число розрядів приймальних регістрів надоперативної пам'яті мікропроцесора. Ця кількість бітів у слові дорівнює також кількості провідників, які складають шину даних і команд мікропроцесора. У відповідності з довжиною провідників для передачі даних випускають 4-, 8-, 12- і 16-бітові мікропроцесори. Кількість бітів у слові для передавання адрес до ЗПП і ЗПД може перевищувати кількість бітів у слові для передавання даних. При цьому кількість провідників у шині адреси пам'яті також має бути більшою.

Час виконання однієї команди називають командним циклом, який може складати один або кілька машинних циклів. Машинний цикл (рис. 10.6) складається з циклу виборки і циклу виконання. Протягом циклу виборки мікропроцесор визначає адресу команди, яка зберігається у ЗПП, і зчитує цю команду. Виконання зчитаної команди здійснюється мікропроцесором протягом циклу виконання.

### 10.3. ФУНКЦІОНАЛЬНА СХЕМА МІКРОПРОЦЕСОРА

Функціональна схема мікропроцесора, яка містить основні функціональні вузли, що доступні для програми, показана на рис. 10.7. Лічильник команд (ЛК) містить адресу команди (0, 1, 2, 3, ...), яку вибирає мікропроцесор із ЗПП у даний момент часу. Це підсумовуючий лічильник і його вміст збільшується на одиницю після виконання кожної команди. Таким чином, вибирається адреса наступної команди із ЗПП. Розрядність ЛК залежить від типу мікропроцесора й відповідає розрядності шини адреси мікроЕОМ, яку використовує даний мікропроцесор. Наприклад, у мікропроцесорі серії 580 використовується 16-розрядний ЛК, у серії 1810—20-розрядний.

Для синхронізації виконання команд використовуються два регістри: регістр даних пам'яті (РДП) і регістр адреси пам'яті (РАП). Це буферні регістри, які призначені для підтримки інформації на зовнішніх шинах мікропроцесора протягом необхідного інтервалу часу. Кожній команді, яка зчитана із ЗПП, відповідає певний двійковий код. Першим словом команди є код команди. Поки команда не виконана, код команди треба зберігати. Для цього використовується регістр команди (РК), який зберігає двійковий код команди протягом усього часу її виконання. Регістр команд визначає роботу мікропрограминого пристрою керування, що здійснює виконання команди.

У мікропроцесорах у ЗПП організовується стек (пам'ять). Є два види організації пам'яті: LIFO і FIFO. При організації LIFO завантаження у стек і вивід слів із стека здійснюється за принципом «остан-

нім зайшов — першим вийшов». При організації FIFO введення і виведення слів здійснюється в одному й тому ж порядку. У сучасних мікропроцесорах найчастіше використовується перший тип організації стекової пам'яті. При цьому звернення до стека здійснюється за допомогою спеціального регістра показника стека, який після циклу запису у стек збільшує свій вміст на одиницю, а після зчитування — зменшує на одиницю. Таким чином, показник стека завжди вказує на вершину стека.

Арифметико-логічний пристрій (АЛП) виконує операції додавання, додавання з переносом, віднімання, віднімання з переносом, порівняння, множення, додавання і віднімання одиниці, а також операції І, АБО над двома числами (операндами) з задачею результату з одного виходу. Командний код, який міститься у регістрі команд, задає вид операції. Розрядність АЛП визначається розрядністю шини даних. Крім виконання дій над даними, АЛП також здійснює обробку адрес. АЛП безпосередньо зв'язаний з акумулятором (А). Акумулятор є основним накопичувачем регістром, в який вводяться результати операцій, що проведені в АЛП. Розрядність акумулятора відповідає розрядності АЛП. У найпростіших мікропроцесорах є один акумулятор, а в складних — може бути два і більше акумуляторів. Акумулятор є джерелом одного з операндів.

Регістр загального призначення (РЗП) необхідний для зберігання вихідних даних, проміжних обчислень, кінцевих результатів і адрес. Використання РЗП у багатьох випадках дозволяє не звертатися до зовнішньої пам'яті. Розрядність РЗП відповідає розрядності АЛП.

Одним із функціональних вузлів сучасних мікропроцесорів є тригери стану (ТС), які використовуються для різних цілей. Розрізняють такі ТС: тригер переповнення, який вказує на переповнення розрядної сітки мікропроцесора при виконанні арифметичних дій; тригер нульового результату, який використовують при побудові циклічних фрагментів програми; тригер знака, який встановлюється за знаком результату команди і використовується для виконання переходів; тригер паритету, який вказує, що кількість одиниць у символі, що передається, є парним числом; тригер додаткового переносу, призначений для виконання двійко-десятькової корекції результату операції.

Розглянута структура мікропроцесора аналогічна структурі великих ЕОМ. При цьому мікроЕОМ повністю відповідає принципам інтегральної технології.

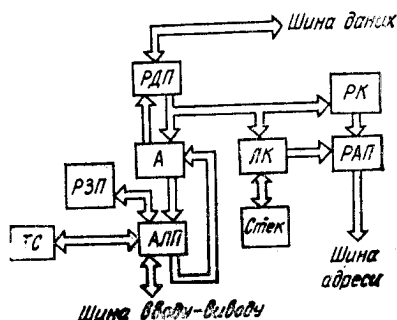


Рис. 10.7

Перед виконанням програми мікропроцесор повинен знаходитись у вихідному стані. Для цього передбачена подача сигналу «Встановлення 0», за допомогою якого усі регістри встановлюються у нульовий стан, лічильник команд — на відповідну адресу ЗПП.

Мікропроцесори широко використовують у пристроях промислової електроніки. Такі системи реалізують більш широкий діапазон можливостей, який включає власне керування вентильним перетворювачем, функції контролю, захисту, діагностики перетворювача.

Використання мікропроцесорної техніки дозволяє збільшити точність і надійність апаратури, збільшити стабільність її характеристик.

#### **10.4. ОСНОВНІ ТИПИ СУЧАСНИХ МІКРОПРОЦЕСОРНИХ КОМПЛЕКТІВ І ОБЛАСТІ ЇХ ЗАСТОСУВАННЯ**

Мікропроцесорні комплекти (МПК) можна класифікувати за кількістю ВІС, які входять до них і необхідні для побудови мікроЕОМ. Розрізняють багатокристалльні і однокристалльні МПК. Багатокристалльні МПК бувають з нарощуваною розрядністю (з секціонованим процесором) і з фіксованою розрядністю (з однокристалльним процесором). У МПК з нарощуваною розрядністю модуль центрального процесора поділяється на готові функціональні вузли, а ці вузли — на секції визначеної розмірності. Ці секції можна об'єднати для одержання мікропроцесорів з необхідною розрядністю. У МПК з фіксованою розрядністю мікропроцесор побудовано на одній ВІС.

Система команд в МПК з фіксованою розрядністю визначається виготовлювачем серії, а в МПК з нарощуваною розрядністю — користувачем. МПК з нарощуваною розрядністю характеризується більш високою швидкістю, ніж МПК з фіксованою розрядністю. Вища швидкість пов'язана з можливістю паралельного виконання мікрокоманд з меншою кількістю пересилок, індивідуальним підбором команд для розв'язуваних задач. Однак більша швидкість і гнучкість МПК з нарощуваною розрядністю потребують збільшення об'єму пам'яті і трудомісткості програмування.

Тому застосування МПК з нарощуваною розрядністю доцільне у тих випадках, коли на перший план висуваються вимоги високої швидкодії системи. При відсутності цієї вимоги застосовують МПК з фіксованою розрядністю, оскільки вони мають внутрішню логічну організацію, яка багато в чому повторює організацію звичайних ЕОМ, характеризується високою технологічністю, невеликим набором елементів для побудови мікропроцесорних систем, розробленою системою команд і простотою програмування.

Однокристалльні МПК відносяться до групи однокристалльних мікроЕОМ і містять в одному кристалі набір функціональних блоків. Так, ВІС КМ1816ВЕ48 містить 8-розрядний мікропроцесор вбудовану пам'ять з об'ємом 1024 байт, яку можна перепрограмувати за допомогою ультрафіолетового опромінення, ОЗП з об'ємом 64 байта,

інтерфейс вводу—виводу (27 ліній). 8-розрядний таймер, тактовий генератор і систему переривань з двома рівнями переривань з пріоритетом.

Серед однокристальних мікроЕОМ треба виділити ВІС, які орієнтовані на розв'язання таких спеціалізованих задач, як цифрова обробка сигналів, цифрова фільтрація. Марки вітчизняних МПК — К1813, К815, зарубіжних — 18022, 18051, 18096, TMS21000. Вони мають аналогові входи і виходи із вбудованими ЦАП і АЦП, дозволяють проводити спеціалізовані обчислення, наприклад, швидке перетворення Фур'є та ін. Однокристальні мікроЕОМ мають гранично малі габаритні розміри і високу надійність.

Характеристики вітчизняних мікропроцесорних комплектів подані у табл. 10.1.

Таблиця 10.1. Характеристики багатокристальних і однокристальних МПК

| Тип серій                 | Серія   | Технологія | Розрядність процесорного елемента | Час циклу виконання команди, нс | Максимальна тактова частота, МГц | Напруга живлення, В | Кількість мікрокоманд | Потужність МВт | Зарубіжний аналог |
|---------------------------|---------|------------|-----------------------------------|---------------------------------|----------------------------------|---------------------|-----------------------|----------------|-------------------|
| Багатокристальні МПК      |         |            |                                   |                                 |                                  |                     |                       |                |                   |
| З нарощуваною розрядністю | K536    | рМОН       | 8                                 | 10 00                           | 0,1                              | —24<br>1,2          | 149                   | 9              | —                 |
|                           | K582    | ІЛ         | 4                                 | 1000                            | 0,6                              | 1,2                 | —                     | 50             | —                 |
|                           | K583    | ІЛ         | 8                                 | 1000                            | 1                                | 1,2                 | —                     | 40             | —                 |
|                           | K584    | ІЛ         | 4                                 | 1000                            | 0,5                              | 1.2                 | 512                   | 35             | —                 |
|                           | K587    | кМОН       | 4                                 | 2000                            | 0,5                              | 9                   | 168                   | 2,5            | —                 |
|                           | K588    | кМОН       | 16                                | 1000                            | 1                                | 5                   | 96                    | 0,1            | —                 |
|                           | K589    | ТТЛШ       | 2                                 | 93                              | 6                                | 5                   | —                     | 362            | 13000             |
|                           | (K585)  |            |                                   |                                 |                                  |                     |                       |                |                   |
|                           | K1800   | ЕСЛ        | 4                                 | 28                              | 36                               | —5,2<br>—2          | —                     | 312            | —                 |
|                           | K1802   | ТТЛШ       | 8                                 | 125                             | 8                                | 5                   | —                     | 150            | —                 |
| З фіксованою розрядністю  | K1804   | ТТЛШ       | 4                                 | 110                             | 8                                | 5                   | —                     | 250            | A 2900            |
|                           | K1883   | МОН        | 8                                 | 1400                            | —                                | 5                   | 256                   | 125            | —                 |
|                           | K580    | МОН        | 8                                 | 500                             | 2,5                              | 5<br>—5<br>—12      | 78                    | 100            | 18080             |
|                           | K586    | МОН        | 16                                | 500                             | 0,25<br>...2                     | 5<br>12             | —                     | 56             | —                 |
|                           | K1810   | МОН        | 16                                | 200                             | 5                                | —5<br>5             | 52                    | 100            | 18086             |
| Однокристальні МПК        |         |            |                                   |                                 |                                  |                     |                       |                |                   |
| Універсальні              | K1801   | МОН        | 16                                | 125                             | 8                                | 5                   | —                     | 64             | —                 |
|                           | K1814   | рМОН       | 4                                 | 2000                            | 0,3                              | —9                  | 43                    | 70             | —                 |
|                           | K1816   | МОН        | 8                                 | 2500                            | 6                                | 5                   | 96                    | 600            | 18048             |
|                           | K1820   | МОН        | 4                                 | 4000                            | 1,6                              | 5                   | 49                    | —              | —                 |
| Спеціалізовані            | K1815   | ТТЛШ       | 24                                | 100                             | 10                               | 1,5                 | —                     | 360            | —                 |
|                           | (K1813) |            |                                   |                                 |                                  | ...5                |                       |                |                   |

## СИЛОВА ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА

Розділ 11. СИЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА І ГАЛУЗІ  
ЇЇ ЗАСТОСУВАННЯ11.1 ЕЛЕКТРОННИЙ КЛЮЧ — БАЗОВИЙ ЕЛЕМЕНТ  
СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

Згідно із загальноприйнятим визначенням, електроніка — це галузь науки і техніки, яка вивчає фізичні процеси, пов'язані з протіканням електричного струму у вакуумі, газі і твердому тілі, а також розробляє й застосовує компоненти, прилади й пристрої, в яких використовуються ці процеси. Головне призначення приладів електроніки — впливати на струм, що протікає в електричному колі, за допомогою деякого керуючого фактора. Керуючими факторами можуть бути різні види фізичних дій на прилад. Найбільш широко використовується електрична дія, коли на прилад або на спеціальний керуючий електрод подається напруга або струм відповідного значення і полярності (діод, транзистор, диністор, тиристор). Керуючим фактором можуть бути також різні фізичні дії неелектричної природи, наприклад випромінювання, звук, освітлення, механічна дія і т. ін. (фотоприлади, мікрофон, реостати, тензорезистори та ін.). В згаданих випадках в результаті дії на прилад змінюється його електричний опір, внаслідок чого змінюється струм, який протікає в електричному колі. Отже, прилад електроніки можна вважати змінним опором  $Z$ , який залежить від зовнішнього керуючого фактора (рис. 11.1). У загальному випадку опір приладу має комплексний характер, проте у більшості практичних випадків він є активним ( $Z = R$ ).

Впливаючи на струм в електричному колі внаслідок зміни опору, прилади електроніки часто виконують функції регулюючого елемента. Якщо опір приладу змінюється плавно, його можна вважати змінним керованим резистором (рис. 11.2, а). Таке регулювання називається *безперервним*. Опір регулюючого елемента може змінюватися дискретно (стрибоподібно) від  $R_{\min} = 0$  до  $R_{\max} \rightarrow \infty$  і навпаки. Тоді прилад діє як ключ, що переходить із замкнутого в розімкнутий стан і навпаки. Таке регулювання називається *імпульсним*, а регулюючий елемент — керованим ключем (рис. 11.2, б).

Різноманітні фізичні процеси, зокрема електричний струм, можуть існувати в природі як самі по собі, так і використовуватися людиною, наприклад, для передавання енергії. Крім того, часто ці процеси використовуються як носії інформації. Для того, щоб відрізнити характер використання фізичного процесу, вводиться поняття

«сигнал». Сигнал — це змінна фізична величина, яка відображує якийсь повідомлення.

Таким чином, дія на струм в електричному колі за допомогою приладів електроніки може бути з метою:

- 1) змінити параметри струмів і напруг, які є електричними сигналами, для перетворювання відображуваної ними інформації;
- 2) впливати на потік електричної енергії, яка передається від джерела енергії до споживача, для забезпечення необхідного режиму його роботи.



Рис. 11.1

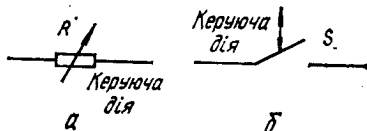


Рис. 11.2

Згідно з цим електронні пристрої ділять на два класи:

1) пристрої інформаційної електроніки, які призначені для збирання, обробки, збереження і передачі інформації, поданої у вигляді електричних сигналів;

2) пристрої енергетичної електроніки, призначені для передавання електричної енергії від джерела енергії (джерела живлення) до споживача (навантаження) з одночасною зміною її параметрів.

Принцип будови електронних пристроїв і приладів цих класів аналогічний. Але є й суттєві відмінності. Якщо електричний струм або напруга відображують повідомлення (є сигналом), то потужність цього сигналу не має суттєвого значення. Головне, щоб можна було розрізнити параметри сигналу, які відображують інформацію. Отже, пристрої інформаційної електроніки можуть працювати при малих потужностях і такий параметр, як коефіцієнт корисної дії (ККД), має для них другорядне значення. Основна вимога, яка ставиться до таких пристроїв — це відповідне перетворення параметрів сигналу, які відображують інформацію.

Головним завданням пристроїв енергетичної електроніки є перетворення параметрів і передавання електричної енергії від джерела живлення до навантаження. Такі пристрої, як правило, працюють з великими потужностями. Тому для них ККД є одним з основних параметрів. Часто ці пристрої називають силовими електронними пристроями.

У зв'язку з необхідністю роботи в електричних колах з великими струмами і напругами прилади сигової електроніки мають ряд конструктивних особливостей, а технологія їх виготовлення має свою специфіку. Тому напівпровідникові прилади, які використовуються в силових електронних пристроях, виділяють в окремий клас — силові напівпровідникові прилади.



Для забезпечення високого ККД силові напівпровідникові прилади переважно працюють у режимі ключа. Опір ідеального ключа у замкнутому стані дорівнює нулю. Отже, на ньому немає спаду напруги і при будь-якому струмі втрати потужності дорівнюють нулю. Опір ідеального ключа у розімкнутому стані дорівнює нескінченності. Отже, струм через ключ не протікає і при якій завгодно прикладеній напрузі втрати потужності також дорівнюють нулю. Перехід ідеального ключа із замкнутого стану в розімкнутий і навпаки відбуваються миттєво ( $t_{\text{перемик}} = 0$ ). Отже, і при перемиканні втрати потужності також дорівнюють нулю.

Електричне коло, яке складається з джерела живлення, ідеальних ключів і навантаження, має ККД 100 %. Реальні силові напівпровідникові прилади, які працюють у ключовому режимі, не є ідеальними ключами. Вони мають скінченний опір як у ввімкненому, так і у розімкненому стані. Крім того, перехід з одного стану в інший відбувається також за скінченний час. Тому ККД силових електронних пристроїв завжди менший за 100 %. Проте він досить високий і, як правило, перевищує (80...90) %. Подальший прогрес у силовій електроніці значною мірою буде пов'язаний з розробкою і застосуванням силових керованих приладів, які за своїми властивостями максимально наближаються до ідеальних ключів.

## 11.2. ОСНОВНІ ТИПИ СИЛОВИХ ЕЛЕКТРОННИХ КЛЮЧІВ

У силовій електроніці як керовані ключі широко використовуються різні типи силових напівпровідникових приладів. Головною їх особливістю є те, що більшість із них має вентильні властивості. Електричним вентилям називають прилад, який має силове коло і коло керування, причому провідність силового кола суттєво залежить від напруги протікання струму, а також наявності сигналу в колі керування. Переважна більшість силових напівпровідникових приладів призначена для пропускання струму силового кола тільки в одному напрямі. При відповідній полярності напруги, яка прикладена до електродів силового кола, під дією сигналу керування відбувається перемикання приладу із стану з малою провідністю у стан з великою провідністю. Коротко розглянемо основні типи силових напівпровідникових вентилів.

**Напівпровідниковий діод.** Діод є найпростішим вентильним приладом, який використовується в електричних колах. Він має тільки силове коло, електроди якого називаються анодом і катодом. Коло керування відсутнє. Умовне позначення діода, його вольт-амперна характеристика, а також еквівалентний керований ключ  $S$  подано на рис. 11.3. Якщо до діода прикладена пряма напруга  $U_A > 0$  (рис. 11.3, а, б), його опір дуже малий, і діод еквівалентний замкнутому ключу (рис. 11.3, в). Якщо до діода прикладена зворотна напруга,

його опір дуже великий, і діод еквівалентний розімкнутому ключу. Діод може витримувати зворотну напругу, яка не перевищує певного значення  $U_{BR}$  — напруги пробою. Коли напруга вища, зворотний струм через діод різко зростає, отже, діод втрачає свої вентиляльні властивості. Струм  $i_A(t)$  через діод VD при його роботі в електричному колі (рис. 11.4), яке живиться від джерела змінної напруги  $e(t)$ , і напруга  $u_d(t)$  на навантаженні  $R_d$  подані на рис. 11.5.

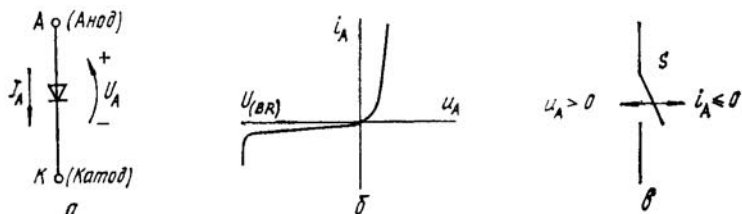


Рис. 11.3

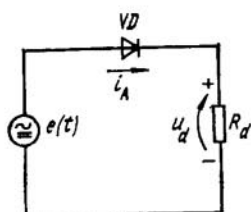


Рис. 11.4

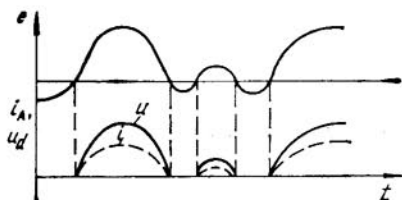


Рис. 11.5

**Біполярний транзистор.** Останнім часом розроблені біполярні транзистори. Такі транзистори називаються силовими. Як правило, вони призначені для роботи у ключовому режимі. Електродами силового кола транзистора є емітер і колектор. Керуючий електрод — база. Умовне позначення біполярного транзистора  $n-p-n$ -типу, сім'я його вихідних характеристик, а також еквівалентний керований ключ  $S$  подані на рис. 11.6, а, б.

Якщо струм бази  $I_B = 0$ , обидва  $p-n$ -переходи транзистора закриті. При цьому опір силового кола дуже великий, і транзистор еквівалентний розімкнутому ключу (рис. 11.6, в). Якщо базовий струм транзистора більший за струм насичення  $I_B \geq I_{Bsat} \approx E/R_d\beta$ , обидва  $p-n$ -переходи транзистора відкриті й опір силового кола дуже малий. При цьому транзистор еквівалентний замкнутому ключу. У наведеному виразі  $E$  — напруга джерела живлення,  $R_d$  — опір навантаження,  $\beta$  — коефіцієнт передачі базового струму транзистора VT (рис. 11.7 а). На рис. 11.7, б наведені струми і напруги елементів електричного кола, зображеного на рис. 11.7, а. Для вмикання й вимикання транзистора потрібен спеціальний пристрій — система керування (СК), що забезпечує необхідний базовий струм транзистора VT.

Силовий транзистор є повністю керованим ключем, оскільки за допомогою керуючого електрода — бази його можна вмикати й вимикати в будь-який момент часу. Однак для того, щоб підтримувати силовий транзистор у ввімкненому стані, необхідно весь час підтримувати базовий струм  $i_B$  не меншим від струму насичення  $I_{Bsat}$ . Оскільки коефіцієнт передачі базового струму силових транзисторів невеликий ( $\beta \approx 10$ ), струм насичення може бути досить великим. При цьому

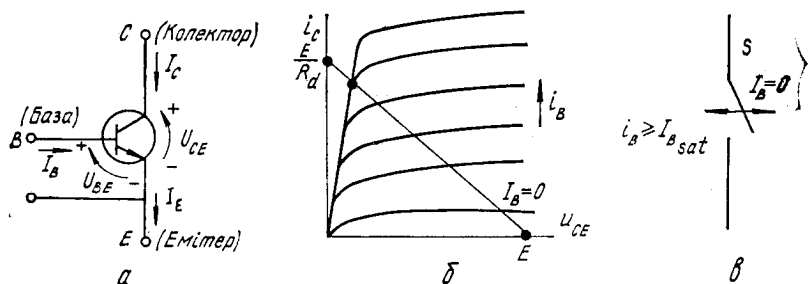


Рис. 11.6

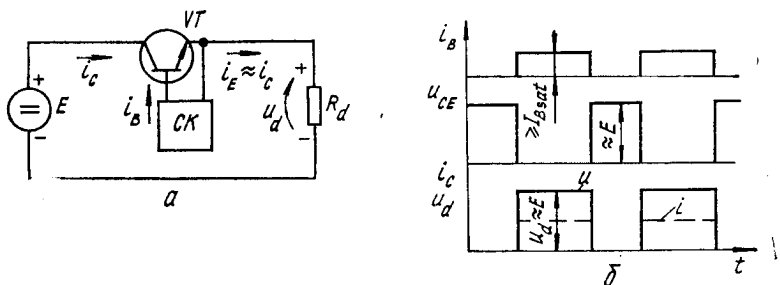


Рис. 11.7

збільшуються втрати у базовому колі транзистора й ККД силового ключа зменшується. Недоліком силових транзисторів є також їх підвищена чутливість до перевантажень. Тому для забезпечення їх надійної роботи потрібні швидкодіючі пристрої захисту від перевантажень.

**Польовий транзистор.** З усіх існуючих типів польових транзисторів як силовий електронний ключ найбільш зручно використовувати транзистори МДН-типу з індукованим каналом. Електродами силового кола польового транзистора є витік (source) і стік (drain). Керуючий електрод — затвор (gate). Умовне позначення польового транзистора МДН-типу з індукованим каналом  $n$ -типу, його вихідні характеристики, характеристика керування, а також еквівалентний керований ключ  $S$  подано на рис. 11.8, а, б, в.

При напрузі затвор — витік  $U_{GS} = 0$  транзистор перебуває у стані з малою провідністю, що відповідає розімкненому стану ключа (рис. 11.8, а). Для відкриття транзистора на затвор необхідно подати позитивну напругу, яка перевищує певне значення — поріг вмикання  $U_{GS} > U_{(TO)}$ . У зв'язку з цим полегшується завдання керування такими транзисторами, оскільки напругу позитивної полярності на затвор відносно витіку можна подавати від джерела живлення си-

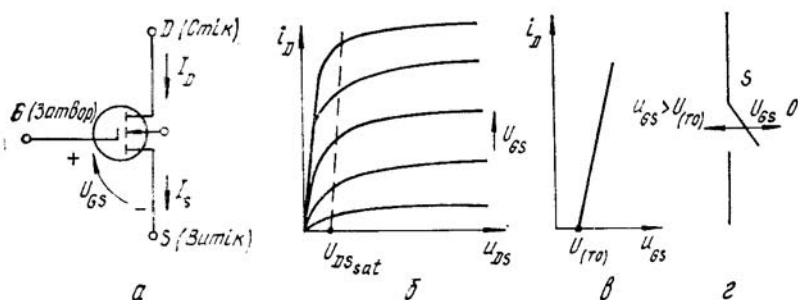


Рис. 11.8

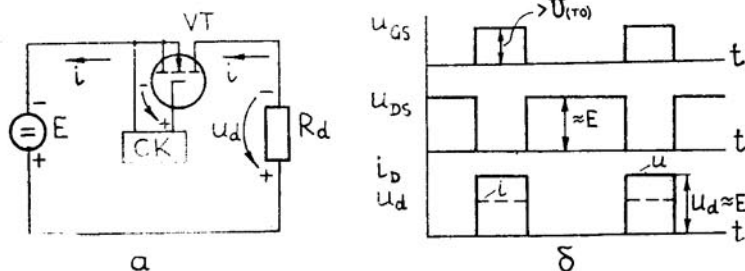


Рис. 11.9

лового кола. При роботі у ключовому режимі МДН-транзистори працюють на початкових ділянках вихідних характеристик, де ще немає насичення провідного каналу. На вихідних характеристиках (рис. 11.8, б) ця ділянка розташована лівіше від напруги насичення  $U_{DSsat}$ .

На рис. 11.9, а подано схему вмикання польового транзистора МДН-типу з індукованим каналом  $n$ -типу, а на рис. 11.9, б — напруги й струми в елементах електричного кола при роботі транзистора в режимі ключа. Головною перевагою МДН-транзисторів як силових ключів є їх малий опір у ввімкненому стані, а також дуже великий вхідний опір кола керування. У зв'язку з цим у ввімкненому стані від системи керування (СК) майже не споживається енергія. У польових

транзисторах відсутнє явище накопичення й розсмоктування неосновних носіїв заряду. Тому вони можуть працювати на більш високих частотах, ніж біполярні транзистори, і їх стійкість до перевантажень також вища.

Проте силові МДН-транзистори поки що не мають достатнього поширення, оскільки потребують удосконалення технології їх виготовлення, поліпшення експлуатаційних характеристик, розширення номенклатури приладів, які випускаються, а також накопичення прак-

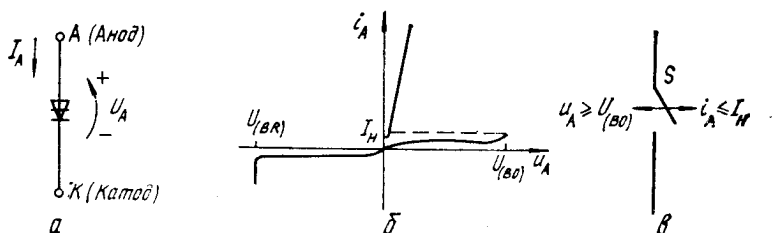


Рис. 11.10

тичного досвіду їх використання. Майбутнє силових МДН-транзисторів перспективне, а можливості силових біполярних транзисторів в значною мірою вичерпані.

**Диністор.** Електродами силового кола диністора є анод і катод. Коло керування відсутнє. Умовне позначення диністора, його вольт-амперна характеристика, а також еквівалентний керований ключ  $S$  подані на рис. 11.10, а, б, в.

Якщо до диністора прикладена пряма напруга, менша за  $U_{(BO)}$  — напругу перемикання, прилад перебуває у стані з малою провідністю, що відповідає розімкнутому стану ключа  $S$  (рис. 11.10, б, в). Якщо до диністора прикладена пряма напруга  $U_A \geq U_{(BO)}$ , прилад перемикається у стан з великою провідністю, що відповідає ввімкненому стану ключа  $S$ . Коли струм через ввімкнений диністор стане менший за  $I_H$  — струм утримування, прилад повертається у стан з низькою провідністю (вимикається).

Коли до диністора прикладена зворотна напруга  $U_A < 0$ , він перебуватиме у вимкненому стані аналогічно діоду.

Таким чином, диністор — це ключ, яким керують за допомогою прикладеної напруги. Причому, на відміну від діода, він перемикається не при будь-якій прямій напрузі, а тільки за умови  $U_A \geq U_{BO}$ .

Диністор є типовим представником ключових приладів, проте має обмежене застосування. Основна галузь використання — пристрої захисту, а також пристрої сигналізації про перевищення заданого рівня напруги. На рис. 11.11, а подано схему вмикання диністорного ключа, а на рис. 11.11, б — струм і напруги на елементах електричного кола.

**Тиристор.** Електродами силового кола тиристора є анод і катод. Керування здійснюється за допомогою керуючого електрода (gate). Умовне позначення тиристора, його вольт-амперні характеристики, а також еквівалентний керований ключ подані на рис. 11.12.

При відсутності струму керування ( $I_G = 0$ ) тиристор не відрізняється від диністора. Перехід у ввімкнений стан здійснюється при прямій напрузі, більшій за напругу перемикавання ( $U_A \geq U_{BO}$ ). Якщо

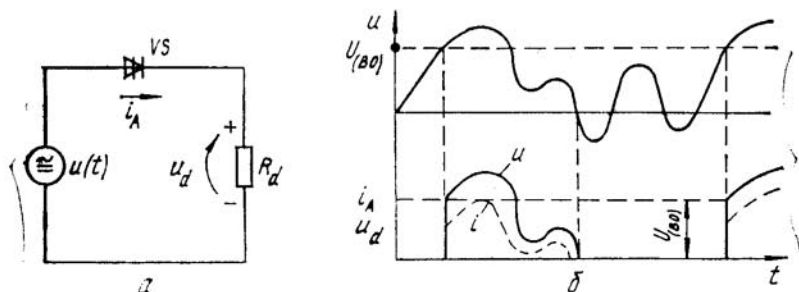


Рис. 11.11

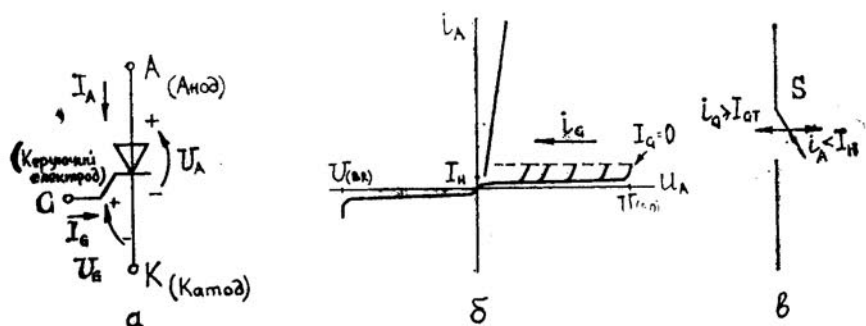


Рис. 11.12

є керуючий сигнал, то чим більший струм керування  $I_G$ , тим менша напруга перемикавання. При певному значенні струму керування  $I_{GT}$  — струму спрямлення — тиристор вмикається практично при будь-якій прямій напрузі  $U_A > 0$ . Перехід тиристора з вимкненого стану у ввімкнений відбувається дуже швидко. Час вмикання тиристора  $t_{gl} = (1 \dots 5)$  мкс. Після того як тиристор ввімкнувся, струм керування  $I_G$  більше не потрібний. Тиристор залиг ається у ввімкненому стані. Таким чином, сигнал керування потрібний і тільки під час переходу тиристора з вимкненого стану у ввімкнений. У зв'язку з цим на практиці тиристори дуже часто вмикають короткими імпульсами струму, амплітуда яких перевищує струм спрямлення  $I_{GM} > I_{GT}$ .

При цьому тривалість імпульсу керування повинна бути більшою за час вмикання тиристора  $t_{\text{имп}} > t_{\text{gt}}$ .

Отже, тиристор — це керований ключ, що вмикається за допомогою коротких імпульсів струму, які подаються на керуючий електрод. Проте, на відміну від транзистора, тиристор є напівкерованим приладом. За допомогою керуючого електрода він може бути ввімкнений, але не вимкнений. У загальному випадку умовою вимикання тиристора є зменшення анодного струму до значення, меншого за струм утримування  $I_A < I_H$ . Звичайно струм утримування значно менший за

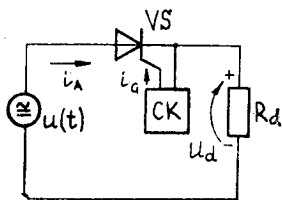


Рис. 11.13

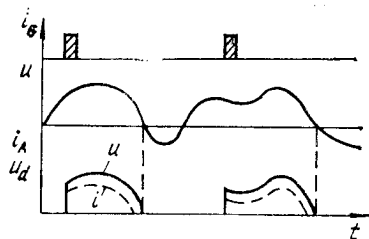


Рис. 11.14

номінальний робочий струм. Тому часто вважають, що для вимикання тиристора треба виконати умову  $I_A \leq 0$ .

В електричних колах змінного струму тиристор вмикається, коли змінюється напрям протікання струму у силовому колі. В електричних колах постійного струму для вимикання тиристора необхідно використовувати спеціальний допоміжний пристрій — вузол примусової комутації. Спільно з вузлом примусової комутації тиристор є аналогом повністю керованого ключа. У цьому разі за допомогою керуючих сигналів він може бути ввімкнений і вимкнений у будь-який заданий момент часу. Принцип будови вузлів примусової комутації розглянуто далі.

На рис. 11.13 подано схему вмикання тиристорного ключа, а на рис. 11.14 — струм і напруги на елементах електричного кола.

**Повністю керовані (двоопераційні) тиристори.** Це спеціальні тиристори, вимикання яких можливе за допомогою керуючого електрода. В таких приладах подають на керуючий електрод імпульс струму негативної полярності, щоб припинити анодний струм. При цьому потужність імпульсу, який закриває тиристор, має бути значно більшою за потужність імпульсу, який відкриває тиристор.

Можливість створення таких приладів була доведена ще в 50-ті роки, а в 60-ті роки були створені двоопераційні тиристори невеликої потужності і почався їх серійний випуск. Проте в процесі розробки більш потужних приладів виникли значні труднощі. В результаті інтенсивних досліджень останнім часом досягнуто значного прогресу.

Розроблені двоопераційні тиристори на струми до (200 ... 500) А і напруги до (1000 ... 2000) В.

Поряд зі звичайними та двоопераційними тиристорами починають використовуватись тиристори з комбінованим вимиканням (КВТ). В них одночасно подається між анодом і катодом напруга зворотної полярності ( $U_A < 0$ ) й вимикаючий імпульс струму на керуючий електрод.

Звичайні тиристори можуть комутувати досить великі потужності, але із збільшенням робочої напруги швидкість їх дії зменшується. Двоопераційні тиристори більш швидкодіючі, але виготовлення таких приладів на великі потужності пов'язано із значними конструктивними й технологічними ускладненнями. Поєднання двох способів вимикання дає можливість створювати потужні і досить швидкодіючі КВТ.

Тепер продовжуються роботи з удосконалення конструкції й технології виготовлення двоопераційних тиристорів і КВТ. Отже, можна чекати їх більш широкого використання у силових електронних пристроях. Умове графічне позначення двоопераційного тиристора подано на рис. 11.15. Схему ключа на двоопераційному тиристорі, а

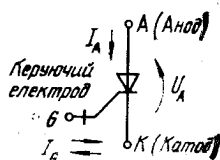


Рис. 11.15

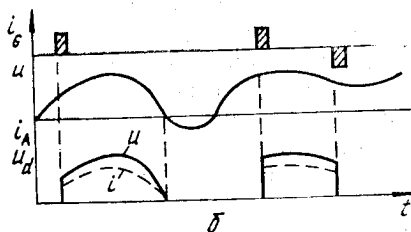
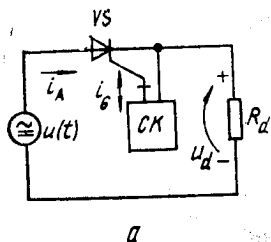


Рис. 11.16

також струми і напруги на елементах схеми подано на рис. 11.16, а, б.

Таким чином, у силових електронних пристроях як керовані ключі можуть використовуватись різні типи силових напівпровідникових приладів. Для порівняння цих приладів у таблиці 11.1 наведені орієнтовні граничні значення їх основних параметрів, що характеризують ці прилади як вентильні елементи електричного кола. У цій таблиці наведено також дані про симістори, що розглянуті далі.

### 11.3. ВУЗЛИ ПРИМУСОВОЇ КОМУТАЦІЇ ТИРИСТОРІВ

Тиристори знаходять широке застосування як силові керовані ключі в різних пристроях, особливо при підвищених потужностях (понад



Таблиця 11.1.

| Силовий прилад                      | Верхній рівень параметра |            |              | Спад напруги у номінальному режимі, В |
|-------------------------------------|--------------------------|------------|--------------|---------------------------------------|
|                                     | Струм, А                 | Напруга, В | Частота, кГц |                                       |
| Діоди для роботи з частою мережі    | 3000                     | 5000       | 0,5          | 1                                     |
| Діоди для підвищених частот         | 1500                     | 2000       | 100          | 1                                     |
| Діоди Шотткі                        | 100                      | 60         | 100          | <1                                    |
| Тиристори                           | 3000                     | 5000       | 5            | 1,5...2                               |
| Тиристори двоопераційні і КВТ       | 1500                     | 2000       | 10           | 1,5...2                               |
| Симістори                           | 150                      | 1500       | 0,5          | 1,5...2                               |
| Транзистори біполярні низьковольтні | 400                      | 500        | 100          | 1                                     |
| високовольтні                       | 50                       | 1200       | 50           | 1...2                                 |
| Транзистори польові низьковольтні   | 50                       | 100        | 100          | 1...2                                 |
| високовольтні                       | 5                        | 1000       | 100          | 1...3                                 |

1 кВт). Проте, як згадувалося вище, тиристор є напівкерованим приладом і при роботі в електричних колах постійного струму для його вимикання необхідно використовувати спеціальні пристрої — вузли примусової комутації. Тиристор спільно з вузлом примусової комутації є аналогом повністю керованого ключа.

У базах тиристора, що перебував у ввімкненому стані, накопичені надлишкові носії заряду, які підтримують відкритий стан центрального  $p-n$ -переходу. Поки вони не рекомбінують або не будуть вилучені за допомогою електричного поля, тиристор не вимкнеться. Процес вимикання починається, коли анодний струм тиристора стає меншим за струм утримування ( $I_A < I_H$ ). У колах змінного струму анодний струм тиристора зменшується за рахунок зміни полярності напруги живлення.

При роботі тиристора в колах постійного струму зменшення анодного струму до значення, меншого за струм утримування  $I_H$ , можна досягти, короткочасно розриваючи анодне коло або закорочуючи тиристор за допомогою ключа  $S$  (рис. 11.17). Однак такий спосіб вимикання тиристора має обмежене застосування, оскільки ключ  $S$  повинен бути розрахований на такий самий струм і напругу, що й тиристор. Значно ширше використовується вимикання тиристора короткочасним вимиканням між його анодом і катодом допоміжного джерела напруги  $E$  (рис. 11.18) зворотної полярності або спеціального, заздалегідь зарядженого конденсатора. Таке вимикання тиристора називається примусовою, або штучною, комутацією, а елементи, які здійснюють вимикання тиристора, — вузлом примусової комутації.

Принцип дії вузла примусової комутації, побудованого на основі конденсатора, полягає в тому, що в інтервалі часу, який передуює моменту вимикання тиристора, через спеціальне електричне коло конденсатор заряджається до певної напруги з відповідною полярністю. Коли має вимкнутися тиристор, між його анодом і катодом вмикається конденсатор, струм розрядження якого напрямлений назустріч основному струму, і швидко зростає. В результаті загальний струм через

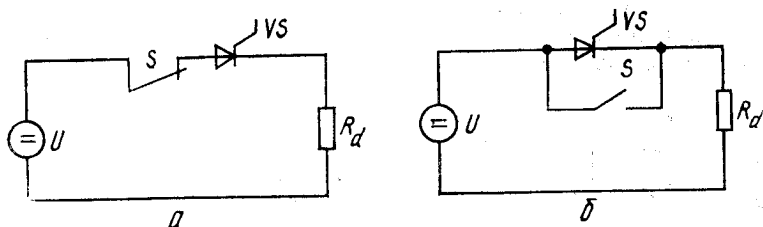


Рис. 11.17

тиристор стає меншим за струм утримування, і тиристор вимикається. Протягом деякого часу за рахунок конденсатора на тиристорі підтримується напруга зворотної полярності, яка забезпечує відновлення вентильних властивостей тиристора. Існує багато різних схем вузлів примусової комутації. Залежно від способу під'єднання комутуючого конденсатора відносно тиристора і навантаження розрізняють

- 1) вузли з паралельною комутацією;
- 2) вузли з послідовною комутацією.

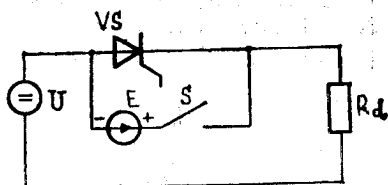


Рис. 11.18

У вузлах з паралельною комутацією комутуючий конденсатор  $C_k$  при вимиканні силового тиристора  $VS_1$  під'єднується паралельно тиристорі (рис. 11.19, а) або навантаженню  $R_d$  (рис. 11.19, б). У момент вимикання тиристора  $t_1$  у схемі (рис. 11.19, а) до нього прикладена зворотна напруга, яка дорівнює напрузі на конденсаторі  $U_C$ . Напруга на навантаженні  $R_d$  при цьому дорівнює сумі напруг джерела живлення  $E$  і комутуючого конденсатора  $U_C$ :  $U_{am} = E + U_C$  (рис. 11.20, а). Після цього відбувається перезарядження конденсатора  $C_k$  через навантаження  $R_d$ , в результаті чого напруга на ньому змінює полярність. У момент часу  $t_2$  конденсатор перезаряджений до напруги, що дорівнює  $E$ , з полярністю, вказаною у дужках. При цьому напруга на навантаженні дорівнює нулю.

У схемі (рис. 11.19, б) початкова напруга на конденсаторі  $C_k$  має бути більшою за напругу джерела живлення ( $U_0 > E$ ). При цьому в

момент вимикання тиристора до нього прикладається зворотна напруга, яка дорівнює  $U_C - E$ , а на навантаженні  $R_d$  напруга дорівнює  $U_{dm} = U_C$  (рис. 11.20, а). Далі конденсатор розряджається через навантаження. Напруга на навантаженні поступово зменшується і в момент часу  $t_2$  дорівнює нулю. В обох розглянутих випадках на етапі комутації напруга на навантаженні залежить від напруги на конденсаторі  $C_K$ , а швидкість зміни цієї напруги в інтервалі часу  $t_1 \dots t_2$  залежить від опору навантаження  $R_d$ .

У вузлах послідовної комутації комутуючий конденсатор  $C_K$  під'єднується послідовно з силовим тиристором  $VS_c$ , джерелом живлення

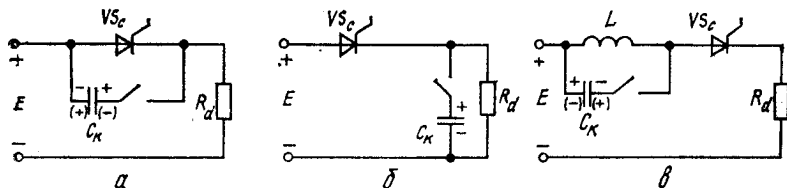


Рис. 11.19

$E$  і навантаженням  $R_d$  (рис. 11.19, в). Напруга на комутуючому конденсаторі  $U_C$  має бути більшою від напруги джерела живлення ( $U_C > E$ ). Тому в момент комутації  $t_1$  вимикається силовий тиристор  $VS_c$ . Після цього до нього прикладається зворотна напруга, яка дорівнює  $U_C - E$ . Конденсатор  $C_K$  перезаряджається через індуктивність  $L$ . Оскільки в коло перезарядження конденсатора не входить навантаження  $R_d$ , у момент комутації  $t_1$  напруга на навантаженні відразу стає рівною нулю (рис. 11.20, б) і не залежить від процесів, які відбуваються у комутуючому конденсаторі  $C_K$ .

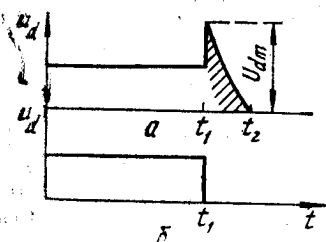


Рис. 11.20

На рис. 11.19 наведена структура вузлів комутації, тобто основні елементи, які беруть безпосередню участь у вимиканні силового тиристора  $VS_c$ . Реальні схеми вузлів примусової комутації складаються з основних і допоміжних (індуктивності, діоди, допоміжні тиристори) елементів, за допомогою яких здійснюється попереднє зарядження комутуючого конденсатора  $C_K$ , а потім його від'єднання до силового тиристора для вимикання останнього у заданий момент часу.

Приклади схем вузлів примусової комутації тиристора. **Схема 1.** На рис. 11.21 подано схему найпростішого вузла примусової комутації, а на рис. 11.22 — струм і напругу на елементах схеми. Тиристор  $VS_c$  є силовим ключем. Елементи, обмежені штриховою лінією, є вуз-

лом примусової комутації (БК), який забезпечує вимикання силового тиристора  $VS_c$ . Для роботи цієї схеми необхідна система керування (СК) — пристрій, який формує імпульси керування (рис. 11.22, а) силовим тиристором.

Поки система керування не працює, силовий тиристор  $VS_c$  закритий. При цьому конденсатор  $C_k$  заряджається до напруги  $U_c \approx E$  з полярністю, яка вказана без дужок. Заряджання конденсатора відбувається по електричному колу  $(+E) - L_k - C_k - R_d - (-E)$ . Якщо

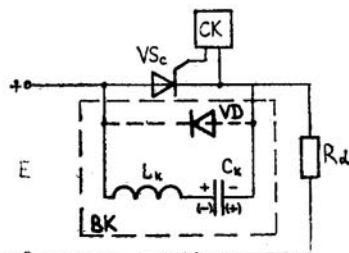


Рис. 11.21

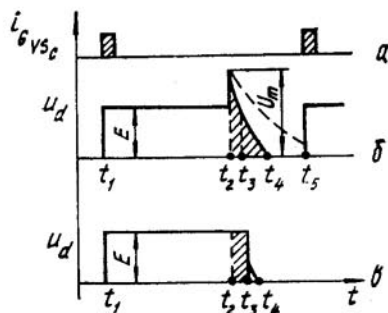


Рис. 11.22

у момент часу  $t_1$  на керуючий електрод силового тиристора надходить імпульс від системи керування, тиристор вмикається і під'єднує навантаження  $R_d$  до джерела живлення  $E$ . Одночасно з цим починається коливальний процес перезаряджання конденсатора  $C_k$  по колу  $C_k - L_k - VS_c - C_k$ . Через півперіод власних коливань  $LC$ -контура напруга на конденсаторі матиме полярність, зазначену в дужках. Зразу ж починається другий напівперіод власних коливань, на якому струм контура протікає по колу  $C_k - VS_c - L_k - C_k$ . При цьому напрям струму через силовий тиристор зворотний. Коли зростаючий струм контура дорівнюватиме струму, який протікає через тиристор у навантаження, сумарний струм через тиристор дорівнюватиме нулю і тиристор вимикається (див. момент часу  $t_2$  на рис. 11.22, б). При цьому напруга на навантаженні  $R_d$  підвищиться до  $U_m = E + U_c$ , оскільки послідовно з джерелом живлення до навантаження під'єднується конденсатор  $C_k$ , на якому ще зберігається полярність напруги, вказана у дужках.

Починаючи з моменту часу  $t_2$ , незважаючи на те, що тиристор  $VS_c$  уже закритий, через навантаження  $R_d$  ще протікатиме струм, який обумовлений процесом перезаряджання конденсатора по колу  $(+E) - L_k - C_k - R_d - (-E)$ . В результаті цього конденсатор знову перезарядиться у момент часу  $t_4$  до напруги  $U_c \approx E$  з полярністю, яка вказана без дужок.

У момент часу  $t_3$  напруга на конденсаторі проходить через нуль і

вмінює полярність. Очевидно, що в інтервалі часу  $t_2 \dots t_3$ , коли на конденсаторі зберігалась полярність напруги, яка вказана у дужках, до закритого тиристора  $VS_c$  була прикладена напруга зворотної полярності. Ця напруга забезпечує відновлення вентильних властивостей тиристора протягом  $t_{\text{відн}}$  — інтервалу часу  $t_2 \dots t_3$ .

Для того, щоб вузол комутації забезпечував надійне вимкнення силового тиристора в усіх можливих режимах роботи, повинна виконуватися умова  $t_{\text{відн}} \geq t_q$ , де  $t_q$  — паспортний час вимкнення тиристора.

Розглянута схема є вузлом з паралельною комутацією, оскільки на етапі вимикання тиристора комутуючий конденсатор  $C_k$  під'єднаний паралельно силовому тиристорі  $VS_c$ .

У момент часу  $t_4$ , коли конденсатор буде перезаряджений до напруги джерела живлення, струм у навантаженні  $R_d$  припиняється. Таким чином, у даній схемі, після вимикання тиристора в момент часу  $t_2$ , в інтервалі часу  $t_2 \dots t_4$  продовжує протікати струм у навантаженні, який обумовлений перезарядженням комутуючого конденсатора. Очевидно, що зі зміною опору навантаження  $R_d$  буде змінюватися час перезарядження конденсатора  $C_k$ . Із зменшенням опору навантаження  $R_d$  час перезарядження конденсатора  $t_2 \dots t_4$  скорочується і, відповідно, скорочується при цьому час, який надається тиристорі для відновлення вентильних властивостей. Коли цей час стане менший за час вимикання тиристора  $t_4$ , останній не встигне відновити свої вентильні властивості і після моменту часу  $t_3$ , коли на ньому з'явиться пряма напруга, тиристор знову ввімкнеться. В цей момент часу напруга на комутуючому конденсаторі близька до нуля і вузол комутації не здатний виконувати своє призначення.

Із збільшенням опору навантаження  $R_d$  час перезарядження конденсатора  $C_k$  зростає. Коли виникне необхідність повторно ввімкнути тиристор у момент часу  $t_5$ , може виявитися, що конденсатор  $C_k$  ще не встиг зарядитися до необхідної напруги. При цьому вузол комутації буде неготовим для чергового вимикання силового тиристора. Таким чином, розглянутий вузол комутації може працювати в обмеженому діапазоні зміни опору навантаження від деякого максимального  $R_{d\text{max}}$  до деякого мінімального значення  $R_{d\text{min}}$ .

Перевагою розглянутого вузла комутації є його простота. Недолік — обмежений діапазон зміни опору навантаження. Іншим недоліком цієї схеми є те, що в ній час ввімкненого стану силового тиристора  $t_1 \dots t_2$  визначається періодом власних коливань  $LC$ -контура і не може бути змінений. Перший із перелічених недоліків може бути частково усунутий, якщо схему вузла комутації доповнити діодом  $VD$  (на рис. 11.21 показаний штриховою лінією). Тоді після вимикання тиристора в момент часу  $t_2$  перезарядження конденсатора  $C_k$  відбуватиметься не через навантаження  $R_d$ , а в колі  $C_k - VD - L_k - C_k$ . При цьому час перезарядження конденсатора визначатиметься періодом власних коливань  $LC$ -контура і мало залежатиме від навантаження (рис. 11.22, в). У зв'язку з цим варіант вузла комутації без діода на-

зависать з а л е ж н и м (час перезарядження конденсатора залежить від опору навантаження), а варіант схеми з діодом VD — н е з а л е ж н и м.

Обидва розглянуті варіанти належать до вузлів з о д н о с т у п і н ч а с т о ю к о м у т а ц і є ю. В них комутуючі елементи вступають у дію одночасно з вмиканням силового тиристора. Ширше використовуються вузли з д в о с т у п і н ч а с т о ю к о м у т а ц і є ю, до схеми яких вводяться спеціальні допоміжні тиристри, що здійснюють в не-

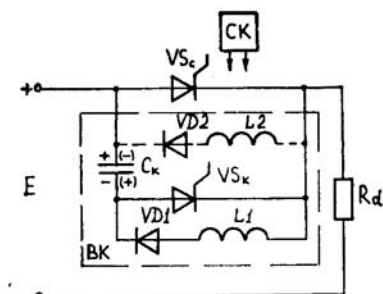


Рис. 11.23

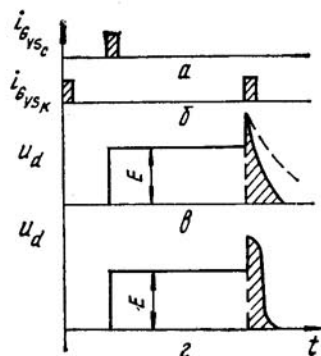


Рис. 11.24

обхідний момент часу під'єднання комутуючого конденсатора до силового тиристора.

**Схема 2.** Для нормальної роботи схеми, поданої на рис. 11.23, необхідно, щоб від системи керування (СК) перший імпульс (рис. 11.24, б) був поданий на комутуючий тиристор  $VS_k$ . Після ввімкнення  $VS_k$  комутуючий конденсатор  $C_k$  заряджатиметься по колу  $(+E) - C_k - VS_k - R_d - (-E)$  до напруги  $U_c \approx E$  з полярністю, яка вказана без дужок. Після того, як конденсатор  $C_k$  зарядиться, струм у колі припиниться, й тиристор  $VS_k$  вимкнеться. Вузол комутації готовий до роботи.

При вмиканні силового тиристора  $VS_c$  навантаження  $R_d$  під'єднується до джерела живлення  $E$ . Одночасно з цим починається резонансне перезарядження конденсатора  $C_k$  по колу  $C_k - VS_c - L1 - VD1 - C_k$ . Внаслідок цього на конденсаторі встановиться напруга, полярність якої вказана у дужках. Зворотному перезарядженню конденсатора перешкоджає діод  $VD1$ . Вузол комутації готовий до вимикання силового тиристора.

Для вимикання силового тиристора необхідно ввімкнути комутуючий тиристор (рис. 11.24 б). При цьому комутуючий конденсатор  $C_k$  під'єднується між анодом і катодом силового тиристора  $VS_k$  і вимикає його. Після цього, аналогічно схемі 1, відбувається перезарядження комутуючого конденсатора  $C_k$  від джерела живлення  $E$  через наванта-

ження  $R_d$  до напруги  $U_C \approx E$  з полярністю, вказаною без дужок. Час перезарядження залежить від опору навантаження (рис. 11.24, в). Таким чином, розглянутий вузол комутації є залежним, з паралельною двоступінчастою комутацією.

Якщо в схему вузла комутації додатково ввести ланцюжок VD2— $L_2$  (рис. 11.23), то після вимикання силового тиристора  $VS_c$  перезарядження конденсатора  $C_k$  відбуватиметься по колу  $C_k$ — $VS_k$ — $L_2$ —VD2— $C_k$ . При цьому час перезарядження мало залежатиме

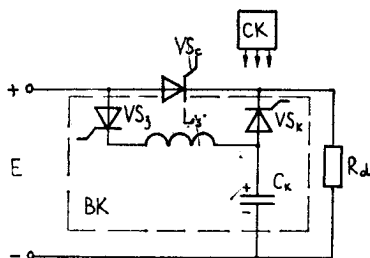


Рис. 11.25

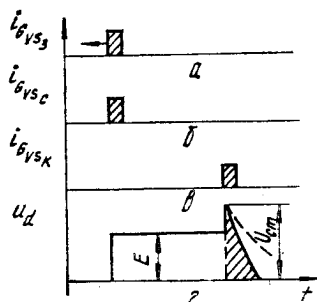


Рис. 11.26

від опору навантаження  $R_d$  (рис. 11.24, г). Такий вузол комутації є незалежним з паралельною двоступінчастою комутацією.

**Схема 3.** Вузол комутації, що містить два допоміжних тиристри: заряджаючий  $VS_3$  і комутуючий  $VS_k$ , подано на рис. 11.25. У більшості випадків за допомогою системи керування (СК) одночасно вмикають силовий  $VS_c$  і заряджаючий тиристри (рис. 11.26, а, б). При цьому навантаження  $R_d$  під'єднується до джерела живлення  $E$ , а комутуючий конденсатор заряджається по колу  $(+E) - VS_3 - L_3 - C_k - (-E)$  зі вказаною на рисунку полярністю. Оскільки коло заряджання є коливальним контуром, напруга на конденсаторі  $U_{cm} > E$ .

Для вимикання силового тиристора  $VS_c$  необхідно ввімкнути комутуючий тиристор  $VS_k$ . Оскільки напруга на конденсаторі  $C_k$  більша від напруги джерела живлення, силовий тиристор  $VS_c$  вимикається і до нього прикладається зворотна напруга, яка дорівнює  $U_{cm} - E$ , а напруга на навантаженні повторює напругу на комутуючому конденсаторі  $C_k$ . З розрядженням конденсатора  $C_k$  напруга на навантаженні зменшуватиметься від  $U_{cm}$  до нуля (рис. 11.26, г).

Розглянутий вузол комутації є залежним з паралельною двоступінчастою комутацією. Недоліком цієї схеми є те, що в ній важко скоротити час ввімкненого стану силового тиристора  $VS_c$ . Це пов'язано з тим, що силовий і зарядний тиристри вмикаються одночасно. Тому, поки комутуючий конденсатор  $C_k$  не буде заряджений, силовий тиристор  $VS_c$  не можна вимкнути. Для зменшення тривалості ввімкненого стану силового тиристора  $VS_c$  необхідно зарядний тиристор  $VS_3$  вмикати ра-

нише, ніж силовий (рис. 11.26, а). Проте, це ускладнює систему керування (СК).

**Схема 4.** Аналогічно до схеми 3 у цій схемі з послідовною комутацією тиристора (рис. 11.27) імпульс керування на силовий  $VS_c$  і заряджаючий  $VS_z$  тиристри можна подавати одночасно (рис. 11.28, а, б). При необхідності мати малу тривалість ввімкненого стану силового тиристора  $VS_c$  імпульс керування заряджаючого тиристора повинен випереджати імпульс керування силового тиристора (рис. 11.28, в).

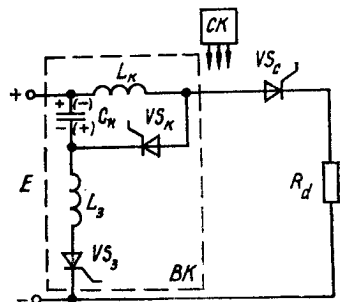


Рис. 11.27

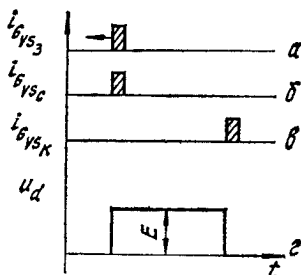


Рис. 11.28

Коли вмикаються тиристри  $VS_c$  і  $VS_z$ , навантаження  $R_d$  під'єднується до джерела живлення, а комутуючий конденсатор  $C_k$  заряджається по колу  $(+E) - C_k - L_k - VS_z - (-E)$ . Процес заряджання має резонансний характер, в результаті чого конденсатор  $C_k$  зарядиться до напруги  $U_c > E$ , полярність якої вказана без дужок.

Для вимикання силового тиристора необхідно ввімкнути комутуючий тиристор  $VS_k$ . При цьому конденсатор  $C_k$  вмикається в контур послідовно з джерелом живлення  $E$ , навантаженням  $R_d$  і силовим тиристором  $VS_c$ . Оскільки  $U_c > E$ , силовий тиристор вимикається і до нього прикладається зворотна напруга, яка дорівнює  $U_c - E$ . Після вимикання силового тиристора навантаження відразу ж від'єднується від джерела живлення і вузла комутації. У зв'язку з цим форма напруги на навантаженні буде такою, як і у випадку повністю керованого ключа на транзисторі (рис. 11.28, г). Таким чином, тиристор з вузлом послідовної комутації за своїми властивостями найбільш близький до повністю керованого ключа. У той же час вузли послідовної комутації мають такий недолік. Після вимикання силового тиристора  $VS_c$  у дроселі  $L_k$  продовжує протікати струм, який дорівнює струму, що протікав у момент комутації. Цей струм буде замикатися по колу  $L_k - VS_k - C_k - L_k$ . При цьому енергія, яка була накопичена у дроселі  $L_k$ , переходить в комутуючий конденсатор  $C_k$ . Отже, після кожної комутації силового тиристора до комутуючого конденсатора  $C_k$  надходить додаткова порція енергії. Внаслідок цього напруга на конден-



саторі зростатиме. Це явище має назву ефект накопичення енергії у вузлі комутації. Для обмеження цього явища необхідно передбачити заходи для розсіювання зайвої енергії або передачі частини цієї енергії до джерела живлення, або в навантаження.

Вузли з послідовною комутацією переважно є вузлами з двоступінчастою комутацією. Оскільки після вимикання силового тиристора навантаження від'єднується від вузла комутації, вузли послідовної комутації є незалежними.

**Порівняльна характеристика вузлів примусової комутації.** Вузли з одноступінчастою комутацією найпростіші й дешевші, проте вони не дозволяють регулювати тривалість ввімкненого стану силового тиристора. Вузли з двоступінчастою комутацією мають складнішу схему, проте забезпечують вмикання й вимикання тиристора в заданий момент часу.

Залежні вузли комутації добре працюють на навантаження, опір якого сталий, або мало змінюється. Із зміною опору навантаження, особливо, коли він зростає, виникають труднощі при необхідності частого вмикання й вимикання силового тиристора. Незалежні вузли комутації мають складнішу схему, проте вони можуть працювати у широкому діапазоні зміни опору навантаження аж до режимів, близьких до холостого ходу.

Тиристори з вузлами паралельної комутації, у повному розумінні слова, не є повністю керованими ключами, оскільки після вимикання силового тиристора протягом деякого інтервалу часу в навантаження продовжує надходити енергія через елементи вузла комутації. Вузли з послідовною комутацією найбільш близькі за своїми властивостями до повністю керованих ключів, проте виникає проблема обмеження ефекту накопичення енергії в їхніх елементах.

Враховуючи розглянуті властивості вузлів комутації, а також галузь їх застосування, із великої кількості існуючих схем можна вибрати найбільш придатну для кожного конкретного випадку.

#### **11.4. КЕРОВАНІ КЛЮЧІ З ДВОСТОРОННЬОЮ ПРОВІДНІСТЮ**

Переважає більшість силових напівпровідникових приладів є **вентильними елементами** електричних кіл. Тому керовані ключі, побудовані на їх основі, є, як правило, ключами з односторонньою провідністю. У той же час для роботи в колах змінного струму необхідні силові ключі, які мають двосторонню провідність. Такі ключі будуються на основі відповідного вмикання (наприклад, зустрічно-паралельного) розглянутих вище силових напівпровідникових приладів або комбінації силових приладів і трансформатора. Коротко розглянемо найважливіші типи силових ключів змінного струму.

**Симістор.** Цей прилад фактично є зустрічно-паралельним з'єднанням в одному корпусі двох тиристорів, що утворюють п'ятишарову

$p-n-p-n-p$ -структуру. Умовне графічне позначення симістора і його вольт-амперні характеристики подано на рис. 11.29. Існують різні варіанти симісторної структури. В одному випадку на керуючий електрод можна подавати імпульси керування будь-якої полярності. В іншому випадку це мають бути тільки однополярні імпульси (позитивні або негативні). Є симістори, для яких полярність імпульсу ке-

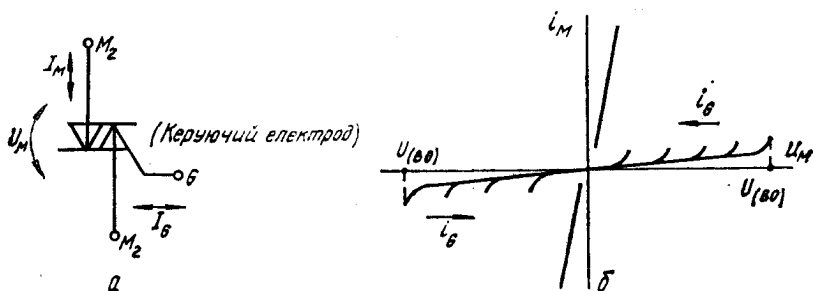


Рис. 11.29

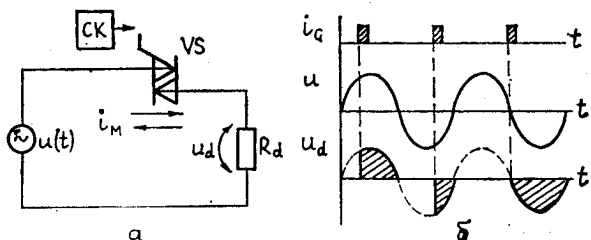


Рис. 11.30

рування залежить від полярності напруги, прикладеної до силового кола. Оскільки симістор має працювати в колах змінного струму, його вмикання відбувається при зміні полярності прикладеної напруги. На рис. 11.30, а подано схему під'єднання симісторного ключа, а на рис. 11.30, б — струм і напруги на елементах електричного кола.

Силові ключі з двосторонньою провідністю на основі комбінації силових напівпровідникових приладів з односторонньою провідністю. Керовані ключі з двосторонньою провідністю, які мають найбільш широке застосування, показані на рис. 11.31.

Керований ключ (рис. 11.31, а) побудований на двох зустрічно-паралельно з'єднаних тиристорах VS1 та VS2. Він працює аналогічно ключу на симісторі. Але якщо ключ на симісторі має один керуючий електрод і для керування ним необхідна одна система керування (СК), то для ключа на зустрічно-паралельно з'єднаних тиристорах необхід-

ні або дві системи керування СК1 і СК2, або одна спільна система керування, яка має два електрично розв'язані вихідні канали.

Керований ключ (рис. 11.31, б) має два зустрічно-паралельно з'єднані ланцюжки, які складаються з послідовно з'єднаних діода і транзистора. При одній полярності прикладеної напруги струм може проходити через ланцюжок VD1, VT1, а при іншій — через VD2, VT2. Діоди у цій схемі запобігають потраплянню на транзистори напруги зворотної полярності. Особливістю розглянутого ключа є необхідність

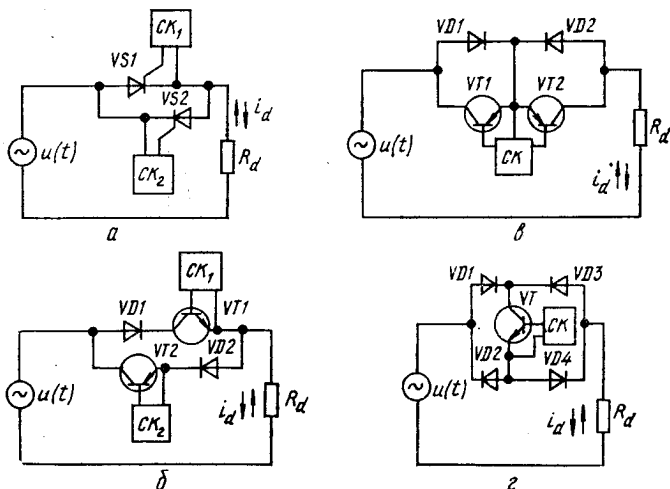


Рис. 11.31

двох систем керування СК1 і СК2 або однієї системи керування, яка б мала два електрично розв'язані вихідні канали.

Керований ключ (рис. 11.31, в) за своїми властивостями аналогічний до ключа, поданого на рис. 11.31, б. Але тут реалізація системи керування простіша, оскільки не потрібна гальванічна розв'язка вихідних каналів системи керування СК, яка керує транзисторами VT1 і VT2.

Керований ключ (рис. 11.31, г) містить лише один транзистор VT, але чотири діоди VD1 ... VD4. При одній полярності змінної напруги  $u(t)$  струм можуть пропускати діоди VD1 і VD4 та транзистор VT. При іншій полярності працюють діоди VD2 і VD3 та транзистор VT. Отже, у цій схемі завантаження транзистора у два рази більше, ніж у попередніх схемах, оскільки один і той же транзистор пропускає обидва напівперіоди змінного струму. Система керування цієї схеми буде дещо простішою, ніж у попередніх схемах. Силова схема також буде дешевішою, оскільки два діоди, як правило, дешевші, ніж один транзистор.

**Магнітно-напівпровідникові ключі змінного струму.** Магнітно-напівпровідниковий ключ є комбінацією трансформатора TV і силового напівпровідникового ключа змінного струму.

Якщо керований прилад (тиристор VS у схемі на рис. 11.32, а або транзистор VT у схемах на рис. 11.32, б, в) перебуває у вимкненому стані, вторинна обмотка трансформатора TV (обмотка керування  $\omega_k$ ) буде розімкнутою. В цьому випадку первинна обмотка трансформатора (силова обмотка  $\omega_c$ ) відіграє роль дроселя з великою індуктив-

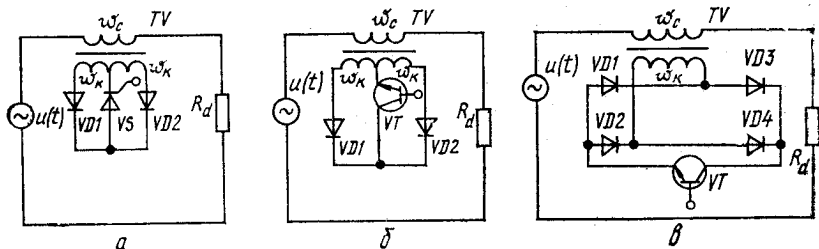


Рис. 11.32

ністю ( $\omega L \gg R_d$ ), де  $\omega$  — частота змінної напруги  $u(t)$ , а  $L$  — індуктивність намагнічування трансформатора TV. У результаті через навантаження протікатиме дуже малий струм.

Якщо ввімкнути керований прилад, обмотка керування трансформатора  $\omega_k$  буде замкненою. У цьому разі первинна обмотка трансформатора  $\omega_c$  становитиме невеликий активний опір. Тому струм навантаження залежатиме тільки від опору навантаження  $R_d$ . Діоди у розглянутих схемах забезпечують протікання струму через керований прилад (тиристор або транзистор) в одному напрямі при будь-якій полярності напруги живлення  $u(t)$ .

Магнітно-напівпровідникові ключі доцільно використовувати тоді, коли напруга або струм у силовому колі значно відрізняються від номінальної напруги або струму тих напівпровідникових приладів, які використовуються. Якщо вибрати відповідний коефіцієнт трансформації трансформатора  $n = \omega_k / \omega_c$ , можна забезпечити в колі керування струм або напругу, які відповідають параметрам вибраних силових напівпровідникових приладів.

**Приклад.** Нехай треба розробити ключ змінного струму на максимальний струм у навантаженні  $I_{dm} = 30$  А, якщо є транзистор на максимально допустимий струм колектора 10 А. У цьому разі доцільно використовувати один з варіантів магнітно-напівпровідникового ключа з коефіцієнтом трансформації трансформатора  $n$  не меншим ніж

$$n = \omega_k / \omega_c = I_c / I_K = 30 / 10 = 3.$$

Таким чином, вибравши коефіцієнт трансформації трансформатора  $n \geq 3$ , зможемо використати транзистор як силовий керований ключ.

Але при цьому необхідно пам'ятати, що коли ключ розімкнений, практично вся напруга живлення прикладена до первинної обмотки трансформатора  $w_c$ . Якщо амплітуда цієї напруги дорівнює  $U_m$ , то до керованого ключа, який під'єднаний до вторинної обмотки трансформатора  $w_k$ , буде прикладено максимальну напругу, яка дорівнює  $nU_m$ . До діодів VD1 і VD2 у схемах рис. 11.32, а, б буде прикладена максимальна зворотна напруга  $2nU_m$ .

Отже, використання магнітно-напівпровідникових ключів змінного струму у деяких випадках дозволяє найбільш ефективно використовувати параметри силових напівпровідникових приладів. Недоліком таких ключів є використання додаткового елемента — трансформатора. Відомо, що габарити й вага трансформатора зменшуються із збільшенням частоти змінної напруги. Тому магнітно-напівпровідникові ключі доцільно використовувати при підвищених частотах напруги живлення  $\omega$  (д).

### 11.5. ЗАГАЛЬНА СТРУКТУРА СИЛОВИХ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

Головне призначення силових електронних пристроїв — це передавання електричної енергії від джерела живлення до навантаження, а також зміна параметрів електричної енергії, яка передається. Для виконання цієї функції у силові коло вводять керовані ключі. Вмикання й вимикання силових ключів у відповідній послідовності (за відповідним алгоритмом) забезпечує розв'язання поставленої задачі. Керовані ключі вмикаються і вимикаються, коли на їх керуючі електроди подаються сигнали керування. Для формування цих сигналів потрібен спеціальний пристрій — система керування (СК), яка формує електричні сигнали необхідної форми й тривалості і подає їх на керуючі електроди силових ключів з певною частотою, фазою або в задані моменти часу. Перелічені параметри сигналу є інформаційними. Тому за своїм принципом будови система керування є пристроєм інформаційної електроніки. Основною вимогою, яка ставиться до електронних інформаційних пристроїв, є забезпечення правильного формування й передачі основних інформаційних параметрів сигналу. Як інформаційний параметр може виступати амплітуда сигналу, його тривалість, частота, фаза, розміщення в межах періоду і т. ін.

Сигнали, які сформовані системою керування, найчастіше не можуть безпосередньо використовуватися для керування силовими приладами, оскільки їх потужність недостатня. У зв'язку з цим перед тим, як подати сигнали керування на керуючі електроди силових приладів, їх підсилюють за потужністю підсилювачем потужності (ПП).

ПП є проміжним пристроєм і до нього ставляться вимоги, характерні як для пристроїв інформаційної електроніки, до яких належить СК (правильна передача інформаційних параметрів сигналу), так і для пристроїв енергетичної електроніки (високий ККД), до яких на-

лежить силова частина (СЧ), оскільки підсилювач потужності працює при порівняно великих потужностях сигналу.

Крім свого головного призначення — підсилення потужності сигналів керування до величини, яка необхідна для надійного керування силовими приладами, ПП часто забезпечують електричну розв'язку СК й СЧ, що необхідно для безпечної роботи з СК, оскільки у СЧ, як правило, протікають великі струми і до неї прикладаються досить

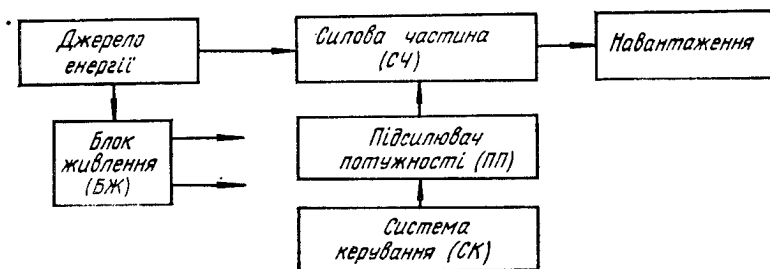


Рис. 11.33

високі напруги. Крім того, електрична розв'язка забезпечує зменшення зворотного впливу СЧ на СК (збільшується заводозахисність). Елементами електричної розв'язки в ПП, як правило, бувають трансформатори або оптрони. Якщо СЧ містить кілька керованих ключів, електроди керування яких знаходяться під різними потенціалами, на виході кожного каналу також є елементи, що забезпечують їх електричну розв'язку.

З урахуванням викладеного вище на рис. 11.33 подано загальну структурну схему силових електронних пристроїв.

Силовая частина (СЧ), побудована на основі силових керованих приладів, забезпечує передавання потоку енергії від джерела енергії до навантаження, а також зміну параметрів цієї енергії. Система керування (СК), побудована на базі пристроїв інформаційної електроніки, формує сигнали керування, які забезпечують відповідний алгоритм роботи силових частин. Підсилювач потужності (ПП) підсилює потужність сигналів керування до величини, яка необхідна для керування силовими приладами.

Як правило, для роботи СК, а також ПП необхідна напруга живлення від спеціального блоку живлення (БЖ), який звичайно дістає енергію від загального джерела енергії. За принципом будови блок живлення є силовим електронним пристроєм, однак його потужність значно менша за потужність силових частин. Оскільки система керування будується на базі стандартних пристроїв інформаційної електроніки, які розглянуті у другій частині, головну увагу далі приділятимемо силовій частині пристроїв енергетичної електроніки. Для відповідних

типів силових електронних пристроїв будуть розглянуті загальні принципи будови систем керування відповідних типів силових пристроїв, а також сформулюємо основні вимоги, які ставляться до них.

#### 11.6. ГОЛОВНІ ОБЛАСТІ ЗАСТОСУВАННЯ СИЛОВИХ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

Силові напівпровідникові прилади є вентиляними елементами електричних кіл. За своїми властивостями вони наближаються до ідеальних ключів. У зв'язку з цим одна з найбільш очевидних галузей їх застосування — комутація струмів у різних електричних колах. В електричних і електронних колах дуже часто виникає необхідність під'єднання й від'єднання різних споживачів електричної енергії (навантажень). Ця задача може бути вирішена за допомогою силових ключів. Як силові можуть використовуватися механічні, електромеханічні (реле, контактори) або електронні ключі. Використання силових напівпровідникових приладів як силових ключів постійною і змінного струму має такі переваги у порівнянні з механічними й електромеханічними ключами.

1. Комутація електричних кіл здійснюється не механічним замиканням і розмиканням електричних контактів, а за рахунок впливу на фізичні процеси, які відбуваються всередині напівпровідникової структури. У зв'язку з цим відсутні такі небажані явища, як іскріння, електрична дуга, підгоряння контактів, їх спрацювання, шум і вібрації при роботі.

2. Вплив на стан електричного ключа здійснюється за допомогою електричного сигналу порівняно невеликої потужності. Керування електромеханічними ключами (реле й контакторами) також здійснюється шляхом електричної дії. Але при цьому потужність, яка витрачається на керування, як правило, більша, ніж в електронних ключах. Особливо великий коефіцієнт підсилення потужності  $K_p = P_d/P_g$  мають тиристори ( $P_d$  — потужність, яка передається у навантаження;  $P_g$  — потужність, яка витрачається на керування). Це пов'язано з тим, що тиристори здатні комутувати кола з великими струмами й напругами. Проте для вмикання тиристора потрібен короткий імпульс керування невеликої потужності.

3. Частота перемикання електронних ключів може бути дуже високою. Так, для силових ключів, які побудовані на транзисторах, частота перемикання може досягати сотень кілогерц. Частота комутації тиристорних ключів — одиниці кілогерц. А частота перемикання електромеханічних ключів — одиниці-десятки герц.

Проте електронні ключі мають і певні недоліки. На відміну від механічних ключів, які мають практично нульовий опір у ввімкненому стані й нескінченно великий у вимкненому, електронні ключі мають скінченне значення опору у цих станах, тому їх ККД нижчий, ніж у механічних ключів.

У електромеханічних ключів коло керування і силове коло мають електричну розв'язку, а в силових напівпровідникових приладах ці кола мають електричний зв'язок, що створює певні незручності при роботі, а також зменшує їх безпечність і заводозахищеність. Цього недоліку не мають силові напівпровідникові фотоприлади, виконані як оптопарі.

Розглянемо основні області застосування силових електронних ключів.

#### 11.6.1. ПРИСТРОЇ ДЛЯ БЕЗКОНТАКТНОЇ КОМУТАЦІЇ КІЛ ПОСТІЙНОГО І ЗМІННОГО СТРУМУ

Як силові ключі постійного і змінного струму у силових електричних колах середньої і великої потужності широко застосовуються тиристори й симістори. Вони мають дуже великий коефіцієнт підсилення потужності й потребують досить простих систем керування. Перемикачі на тиристорах і симісторах призначені для комутації різних споживачів електричної енергії (електромагнітів, електродвигунів, освітлювальних та нагрівальних установок та ін.) і є незамінними в умовах підвищеної вібрації, у вибухонебезпечному і корозійному середовищі, коли необхідно забезпечити високу частоту перемикавання. Такі силові ключі вмикаються і вимикаються або вручну, наприклад, за допомогою малопотужних перемикачів, або за допомогою електричних сигналів, які подаються від системи керування.

В перемикачах змінного струму тиристори й симістори вимикаються під дією напруги мережі, яка періодично змінює свою полярність. В перемикачах постійного струму для цього необхідні вузли примусової комутації. Найбільш простими є перемикачі змінного струму на симісторі (рис. 11.34). При замиканні перемикача SA симістор вмикається як при позитивному, так і при негативному півперіоді напруги живлення  $e(t)$  (тобто керуючий струм може бути як позитивної, так і негативної полярності). Резистор  $R$  призначений для обмеження керуючого струму. Для вимикання силового ключа VS необхідно розімкнути перемикач SA. При зміні полярності напруги живлення  $e(t)$ , у момент, коли струм у силовому колі проходить через нуль, симістор вимикається. Струм через перемикач SA дуже короткочасний — від моменту замикання перемикача до моменту вмикання симістора (кілька мікросекунд). Після вмикання симістора перемикач SA і послідовно з'єднаний з ним резистор  $R$  шунтуються з'єднаним з ними паралельно симістором VS. Оскільки струм керування симістора значно менший

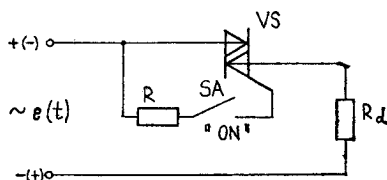


Рис. 11.34



від струму силового кола, а його тривалість протікання дуже мала, середнє значення цього струму буде незначним. Тому як перемикач SA може бути використаний будь-який перемикач, аби тільки він витримував амплітудне значення напруги мережі  $E_m$ . Як перемикач SA можна використати також контакти реле малої потужності або геркона. У цьому разі можливе керування симістором за допомогою джерела напруги, яке електрично не зв'язане з силовим колом. Ключ змінного струму на симісторах складається з мінімальної кількості елемен-

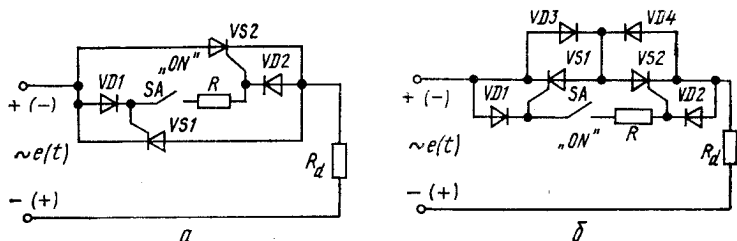


Рис. 11.35

тів. Проте симістор є більш складним і менш надійним приладом, ніж тиристор. Номенклатура симісторів, які серійно випускаються, значно менша, ніж тиристорів. У зв'язку з цим як силові ключі змінного струму широко використовуються і тиристори. Для забезпечення двосторонньої провідності використовується зустрічно-паралельне під'єднання тиристорів або комбінація тиристора з некерованими вентилями-діодами (рис. 11.35). За своїми властивостями і принципом дії обидві схеми аналогічні. При позитивному напівперіоді напруги живлення  $e(t)$  (полярність вказана без дужок) струм у навантаження  $R_d$  протікає через тиристор VS2 (схема на рис. 11.35, а) і через діод VD3 і тиристор VS2 (схема на 11.35, б). При протилежній полярності напруги живлення (вказана в дужках) працює тиристор VS1 (рис. 11.35, а) і діод VD4 з тиристором VS1 (рис. 11.35, б). Діоди VD1 і VD2, які під'єднані зустрічно-паралельно керуючим електродам тиристорів, забезпечують двосторонню провідність для струму керування, який протікає через перемикач SA і резистор R. Відмінність схем полягає в тому, що в схемі на рис. 11.35, б до вимкнених тиристорів у процесі роботи прикладається зворотна напруга не більша за 1 В, оскільки тиристори шунтуються діодами VD3 і VD4. Як і в схемі на симісторі, перемикач SA має бути розрахований на амплітудне значення напруги живлення  $E_m$ .

Для тиристора як силового ключа в колах постійного струму потрібен вузол примусової комутації. Один з найпростіших ключів постійного струму наведений на рис. 11.36. У цій схемі тиристор VS<sub>с</sub> є силовим ключем, який під'єднує навантаження до джерела живлення  $E$ . Тиристор VS<sub>к</sub>, конденсатор C<sub>к</sub> і резистор R<sub>з</sub> — елементи вузла

присумової комутації. Ланцюжки  $R_1$ — $SB_1$  і  $R_2$  —  $SB_2$  призначені для вмикання силового  $VS_c$  і комутуючого  $VS_k$  тиристорів. При натисканні кнопки  $SB_1$  вмикається силовий тиристор, і навантаження під'єднується до джерела живлення  $E$ . Одночасно починається заряджання комутуючого конденсатора  $C_k$  по колу  $(+E)$ — $VS_c$ — $C_k$ — $R_3$ — $(-E)$  до напруги, яка дорівнює  $E$ , з полярністю, вказаною без дужок. Якщо необхідно вимкнути силовий ключ, треба натиснути на кнопку  $SB_2$ . Тиристор  $VS_k$  при цьому вмикається і комутуючий конденсатор  $C_k$  вимикає силовий тиристор  $VS_c$ . Після цього відбувається перезарядження комутуючого конденсатора через навантаження по колу  $(+E)$ — $VS_k$ — $C_k$ — $R_d$ — $(-E)$  до напруги, яка дорівнює  $E$ , з полярністю, вказаною в дужках. Для того, щоб після перезарядження конденсатора  $C_k$  вимкнувся комутуючий тиристор, опір зарядного резистора  $R_3$  вибирають таким, щоб струм, що протікає через тиристор  $VS_k$ , став меншим за струм утримання ( $E/R_3 < I_H$ ).

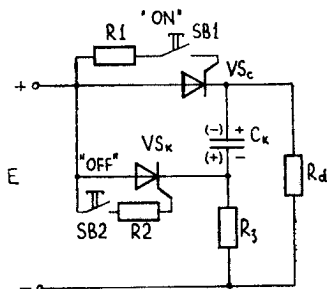


Рис. 11.36

У розглянутих схемах силовий ключ вмикається вручну за допомогою перемикачів малої потужності. Але подібні силові ключі можна також вмикати й вимикати за допомогою електричних сигналів, які подаються від системи керування. У останньому випадку керування може здійснюватися в залежності від стану навантаження, в яке через силовий ключ надходить енергія. Для цього об'єкт, який використовує електричну енергію, забезпечується датчиками для контролю потрібних параметрів (температури, освітленості, тиску, рівня рідких або сипких середовищ, струму, напруги і т. ін.). Є можливість під'єднувати або від'єднувати навантаження, коли параметр, який контролюється, досягне певного значення. Таким способом можна захистити електричні кола від перевантажень.

## 11.6.2. ЕЛЕКТРОННІ РЕЛЕ

Електронним реле називається пристрій, за допомогою якого під'єднується або від'єднується навантаження під дією якогось керуючого фактора або відповідно до заданої програми. Розглянемо принцип будови найпростіших електронних реле.

**Фотореле.** Споживач електричної енергії (навантаження) або від'єднується від джерела живлення або під'єднується до нього залежно від стану освітлення спеціального приладу — датчика освітленості. Приклад найпростішого фотореле подано на рис. 11.37. Силова частина схеми зображена на рис. 11.37, а, а система керування — на рис. 11.37, б. Силовий ключ змінного струму побудований на основі

оптронного тиристора VS1, який містить в одному корпусі фототиристор VS1.1 і світлодіод VS1.2, а також силових діодів VD1 ... VD4, які забезпечують протікання через тиристор струму в одному напрямі.

Керує роботою силового ключа система керування, яка живиться від додаткового джерела постійної напруги  $E$ . Датчиком освітленості є фоторезистор  $R1$ . Поки освітленість мала, опір фоторезистора досить великий. При цьому базовий струм транзистора VT1 незначний

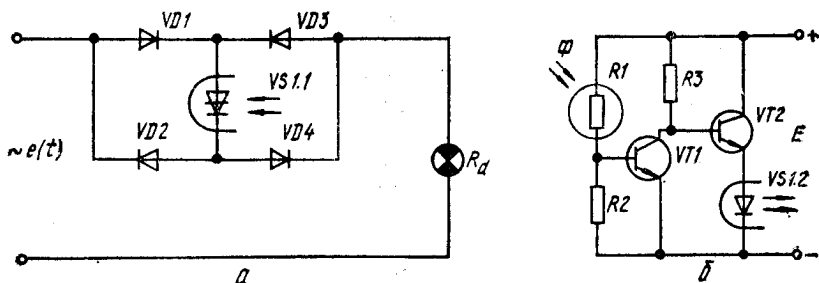


Рис. 11.37

і він практично закритий. При відповідному виборі опору резистора  $R3$  через транзистор VT2 буде протікати струм, достатній для того, щоб світлодіод оптрона VS1.2 випромінював. При цьому тиристор оптрона VS1.1 ввімкнений і навантаження (наприклад, електричні лампи) приєднане до джерела змінної напруги  $e(t)$ . Якщо освітленість датчика  $R1$  збільшується, опір фоторезистора зменшується, і транзистор VT1 відкривається. При цьому транзистор VT2 закривається, світлодіод VS1.2 перестає випромінювати. Фототиристор VS1.1 вимикається, і навантаження від'єднується від мережі. Подібні пристрої можуть бути використані як автомати для вмикання і вимикання вуличного освітлення.

**Реле часу.** Таке реле під'єднує або від'єднує навантаження після закінчення певного, наперед визначеного, інтервалу часу. Одна з найпростіших схем електронного реле часу, побудованого на основі тиристорного ключа постійного струму (рис. 11.36), наведена на рис. 11.38. Як комутуючий тут використовується оптронний тиристор  $VS_k$ , який містить в одному корпусі фототиристор  $VS_k 1.1$  і світлодіод  $VS_k 1.2$ . Схема керування складається із ланцюжка  $R_t C_t$ , який задає інтервали часу, і порогового пристрою на стабілітроні VD. Коли вмикається силовий тиристор  $VS_c$  за допомогою кнопки SB1, навантаження  $R_d$  під'єднується до джерела живлення  $E$ . Одночасно через резистор  $R_t$  починає заряджатися конденсатор  $C_t$  з полярністю, зазначеною на рис. 11.38. Поки напруга на конденсаторі менша за напругу стабілізації стабілітрона VD, струм через стабілітрон і світлодіод  $VS_k 1.2$  майже не протікає. Коли напруга на конденсаторі  $C_t$  стає біль-

шою за напругу стабілізації стабілітрона, струм у колі стабілітрон — світлодіод починає швидко збільшуватись. Світлодіод починає випромінювати, і вмикається фототиристор  $VS_{\kappa 1.1}$  оптрона. При цьому силовий тиристор  $VS_c$  вмикається, і навантаження від'єднується. Тривалість під'єднання навантаження до джерела живлення (витримку часу) можна регулювати, змінюючи опір резистора  $R_t$ . Якщо проградувати шкалу змінного опору  $R_t$  в одиницях часу, можна наперед

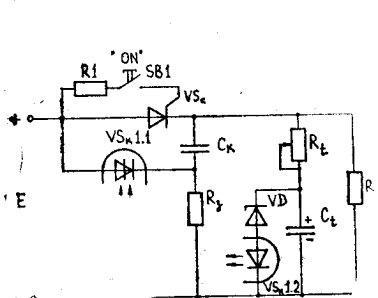


Рис. 11.38

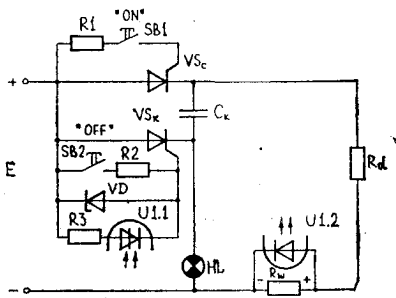


Рис. 11.39

встановлювати необхідну витримку часу. Подібні пристрої можуть бути використані, наприклад, для задавання й регулювання витримки часу при фотодрукуванні. Недоліком розглянутого пристрою є залежність витримки часу від напруги джерела живлення  $E$ .

### 11.6.3. ПРИСТРОЇ ЗАХИСТУ СПОЖИВАЧІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Силові електронні керовані ключі можуть виконувати функцію швидкодіючих вимикачів. У зв'язку з цим їх можна використовувати для захисту електричних кіл від аномальних режимів.

У загальному випадку пристрій захисту — це силовий керований ключ з відповідною системою керування. На керуючий пристрій надходить сигнал з датчика контролюваного параметра. Якщо параметр (наприклад, струм навантаження або напруга живлення) перевищує допустиму величину, силовий ключ вмикається і від'єднує навантаження від джерела живлення. На рис. 11.39 подано одну з можливих схем захисту на базі тиристорного ключа постійного струму. У цій схемі послідовно з навантаженням  $R_d$  з'єднаний резистор з невеликим опором — шунт  $R_{ш}$ . Спад напруги на цьому резисторі пропорційний струму навантаження. Паралельно шунту під'єднано світлодіод  $U1.2$  тиристорного оптрона  $U1$  малої потужності, а фототиристор  $U1.1$  оптрона стоїть в колі керування комутуючого тиристора  $VS_c$ . Опір шунта  $R_{ш}$  вибирають таким, щоб при перевищенні максимально допустимого струму навантаження  $I_{dm}$  спад напруги на шунті  $U_{Rш} = I_{dm} R_{ш}$  був

достатній для того, щоб світлодіод  $U_{1.2}$  почав випромінювати. Наприклад, якщо необхідно, щоб струм навантаження  $I_{dm}$  не перевищував 20 А, а напруга, при якій починається випромінювання світлодіода,  $U_L = 2$  В, опір шунта має дорівнювати

$$R_{ш} = U_L / I_{dm} = 2/20 = 0,1 \text{ Ом.}$$

Під дією випромінювання світлодіода  $U_{1.2}$  фототиристор  $U_{1.1}$  вмикається і через нього починає протікати струм керуючого електрода комутуючого тиристора  $VS_k$ . Після ввімкнення  $VS_k$  вмикається силовий тиристор  $VS_c$  і від'єднується навантаження від джерела живлення. У цій схемі як зарядний резистор може бути використана лампочка HL. Коли спрацює схема захисту (ввімкнеться тиристор  $VS_k$ ), лампочка HL під'єднується до джерела живлення  $E$ . Засвічування лампочки HL є сигналом про те, що сталося перевантаження і навантаження  $R_d$  від'єднане від джерела живлення.

Ця схема може одночасно виконувати функцію захисту навантаження  $R_d$  від перевищення допустимої напруги живлення  $E$ . Для цього між анодом і керуючим електродом комутуючого тиристора  $VS_k$  вставляють стабілітрон VD. Його напруга стабілізації повинна дорівнювати максимально допустимій напрузі живлення  $E_m$ . Коли ця напруга буде перевищена, комутуючий тиристор ввімкнеться й вимкне силовий тиристор  $VS_c$ . Для забезпечення можливості вимкнення  $VS_c$  в будь-який момент часу до схеми введений ланцюжок  $R2-SB2$ . Натискання кнопки SB2 забезпечує вмикання комутуючого тиристора  $VS_k$  і вимикання силового —  $VS_c$ . При цьому навантаження від'єднується від джерела живлення  $E$ .

#### 11.6.4. НАКОПИЧУВАЧІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ЕНЕРГІЇ

У деяких випадках виникає необхідність подати в навантаження короткочасні імпульси струму великої потужності (деякі технологічні процеси, зварювання, обробка матеріалів та ін.). Оскільки реальні джерела живлення (джерела напруги) мають певний внутрішній опір  $r_i$ , таке джерело напруги не може віддати у зовнішнє коло струм, більший за  $I_m = E/r_i$ , де  $E$  — ЕРС джерела живлення. У цьому разі для живлення навантаження використовують різні типи накопичувачів електромагнітної енергії. Схему найпростішого накопичувача на конденсаторі подано на рис. 11.40. Коли ввімкнути джерело живлення  $E$ , накопичувальний конденсатор  $C$  через зарядний резистор  $R_z$  заряджається до напруги джерела живлення  $E$  з полярністю, вказаною на рис. 11.40, а. Час повного заряджання конденсатора приблизно дорівнює  $t_{зар} \approx 4R_zC$ . Для отримання у навантаженні  $R_d$  імпульсу струму необхідно ввімкнути силовий ключ  $VS_c$ , натиснувши кнопку SB. Коли ввімкнеться тиристор  $VS_c$ , через навантаження  $R_d$  швидко розрядиться накопичувальний конденсатор  $C$ . Оскільки опір наван-

таження  $R_d \ll R_s$ , тривалість імпульсу розрядження  $t_{розр} \approx 4R_d C \ll \ll t_{зар}$ . Таким чином енергія, яка накопичувалась у конденсаторі  $C$  поступово, за час  $t_{зар}$ , витрачається у навантаженні дуже швидко.

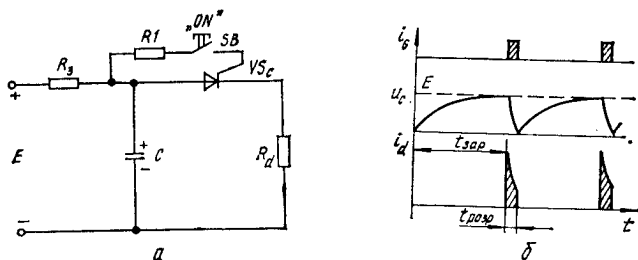


Рис. 11.40

Отже, потужність у імпульсі може бути дуже великою. Для того, щоб після закінчення імпульсу силовий тиристор вимкнувся, має виконуватися умова  $E/R_d < I_H$ , де  $I_H$  — струм утримування силового тиристора. У подібних схемах необхідно використовувати тиристори, здатні працювати при великих швидкостях зростання анодного струму  $di_d/dt$ , або обмежувати цю швидкість приєднанням послідовно з навантаженням невеликої індуктивності. Для підвищення ККД зарядний резистор можна замінити зарядним дроселем.

Застосовуючи різні види накопичувачів електромагнітної енергії спільно з силовими електронними ключами, можна у навантаженні сформувати імпульси струму великої потужності навіть при живленні від джерела енергії невеликої потужності.

#### 11.6.5. ПРИСТРОЇ ПЛАВНОГО ВМИКАННЯ (ФОРМУВАЧІ ПЕРЕХІДНОГО ПРОЦЕСУ)

Деякі види навантажень у момент під'єднання до джерела енергії мають опір, який суттєво відрізняється від опору навантаження в установлених режимі роботи (лампи розжарювання, двигуни, електричні печі, різні накопичувальні і згладжувальні конденсатори та ін.). Як правило, у момент під'єднання вони мають мінімальний опір, тому від джерела живлення споживається струм, що в багато разів перевищує струм в установлених режимі роботи. Такий режим пуску є небажаним як для навантаження, так і для джерела живлення. Отже, доцільно обмежувати в цьому разі струм навантаження. Наприклад, ввімкнути в момент пуску послідовно з навантаженням  $R_d$  додатковий опір  $R$ , який в установлених режимі закорочується силовим ключом  $S$  (рис. 11.41).

Виконувати функцію обмежувального резистора  $R$  і силового ключа  $S$  може транзистор. Найдоцільніше в цьому разі використовувати польові МДН-транзистори, які у ввімкненому стані майже не споживають енергії у колі керування.

Якщо у складі навантаження є конденсатор  $C_d$  з досить великою ем-

ністю (рис. 11.42, а), то в момент пуску, поки конденсатор  $C_d$  розряджений, від джерела живлення  $E$  буде споживатися дуже великий струм (розряджений конденсатор у момент під'єднання до джерела живлення еквівалентний короткому замиканню електричного кола). Початкове значення цього струму обмежується лише внутрішнім опором джерела живлення  $E$ . Використання польового МДН-транзистора з керуючим ланцюжком  $R2-C$  дозволяє обмежити у момент пуску зарядний струм конденсатора  $C_d$ . Нехай у момент часу  $t_0$  (рис. 11.42, б) подається напруга живлення  $E$ . Конденсатор  $C$  у цей час розряджений. Напруга затвор-витік транзистора  $VT$   $U_{GS}=U_c=0$  і транзистор закритий. Конденсатор  $C$  починає заряджатися через резистор  $R2$ . У момент часу  $t_1$  напруга на затворі транзистора (напруга на конденсаторі  $C$ ) досягає порогового значення  $U_{(TO)}$ , і транзистор  $VT$  починає відкриватися. Починає заряджатися конденсатор навантаження  $C_d$ . Тим часом напруга на конденсаторі  $C$  продовжує зростати, отже, зростає напруга  $U_{GS}$  польового транзистора. При цьому його опір зменшується, а швидкість заряджання конденсатора  $C_d$  зростає. У момент часу  $t_2$  конденсатор навантаження  $C_d$  буде повністю заряджений. При цьому транзис-

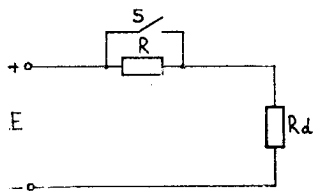


Рис. 11.41

тор (напруга на конденсаторі  $C$ ) досягає порогового значення  $U_{(TO)}$ , і транзистор  $VT$  починає відкриватися. Починає заряджатися конденсатор навантаження  $C_d$ . Тим часом напруга на конденсаторі  $C$  продовжує зростати, отже, зростає напруга  $U_{GS}$  польового транзистора. При цьому його опір зменшується, а швидкість заряджання конденсатора  $C_d$  зростає. У момент часу  $t_2$  конденсатор навантаження  $C_d$  буде повністю заряджений. При цьому транзис-

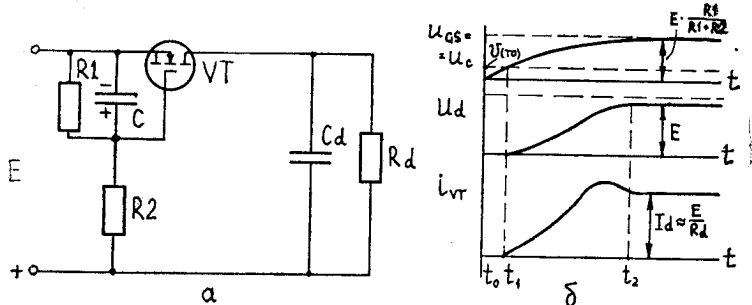


Рис. 11.42

тор  $VT$  повністю відкритий і відіграє роль замкненого ключа. Тривалість перехідного процесу  $t_1 \dots t_2$  залежить від часу заряджання конденсатора  $C$ . Її можна змінювати, регулюючи параметри елементів керуючого ланцюжка  $R2$  і  $C$ . Резистор  $R1$  забезпечує розряджання конденсатора  $C$  при від'єднаному джерелі живлення.

При живленні деяких навантажень від джерела змінної напруги потужність, яка подається до навантаження у момент вмикання, можна обмежити, пропускаючи у навантаження тільки позитивні або негативні напівперіоди змінної напруги. Цей спосіб обмеження вико-

ристовується при під'єднанні до мережі змінного струму ламп розжарювання. Відомо, що нитка розжарювання найчастіше руйнується в момент вмикання, оскільки її опір у холодному стані у 8...10 разів менший, ніж у робочому стані. При цьому струм значно перевищує номінальне значення. Якщо в цей момент через лампу пропускати тільки напівперіоди струму однієї полярності, нитка розжарювання прогріватиметься порівняно повільно і її опір підвищиться поступово. Після цього лампу можна під'єднувати на повну напругу. Пристрій для цього можна створити на базі симісторного ключа змінного струму (рис. 11.43). Коли перемикач SA перебуває у положенні 1, коло керування розірване і симістор  $VS_c$  вимкнений. Навантаження HL (лампа розжарювання) від'єднане від джерела живлення. Коли перемикач SA перевести у положення 2, симістор пропускати у навантаження тільки позитивні напівперіоди напруги живлення. Таким чином, до навантаження надходитиме тільки половина можливої потужності. У положенні 3 перемикача SA симістор пропускати обидва півперіоди напруги живлення, і в навантаження надходитиме максимальна потужність.

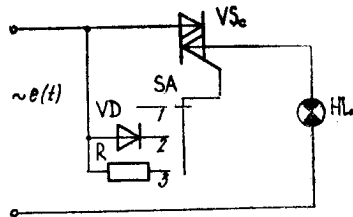


Рис. 11.43

Розглянуті способи формування перехідного процесу не позбавлені недоліків. Використання транзистора, який працює у режимі змінного опору, пов'язане з додатковими втратами енергії у транзисторі і зниженням ККД. Схема на симісторі (рис. 11.43) забезпечує не плавне, а ступінчасте обмеження потужності. Окрім того, якщо потужність ламп досить велика, у момент пуску створюється несиметричне навантаження мережі живлення. Досконаліші пристрої плавного пуску реалізують на основі принципів імпульсного регулювання, які розглянуті далі.

### 11.6.6 РЕГУЛЯТОРИ ПОТУЖНОСТІ

Якщо споживач електричної енергії є досить інерційне навантаження (наприклад, електрична піч, електричний нагрівач, холодильна установка), за допомогою силового ключа і відповідної системи керування можна забезпечити регулювання потоку енергії, яка подається до навантаження. Енергія, яка надходить у навантаження, визначає температуру об'єкта, який нагрівається або охолоджується. Якщо приєднувати або від'єднувати навантаження залежно від температури об'єкта  $T$ , можна забезпечити регулювання температури або підтримання її на заданому рівні (рис. 11.44). При замиканні ключа  $S$  («ON» на рис. 11.45) навантаження  $R_d$  (наприклад, нагрівач) при'єднується до мережі  $e(t)$ . Коли температура об'єкта  $T$  досягне заданого



значення, сигнал з датчика температури, впливаючи на систему керування СК, забезпечить розмикання ключа  $S$  («OFF» на рис. 11.45). Внаслідок інерційності нагрівача, а також об'єкта, який нагрівається, зміна температури відбувається поступово. Після розмикання ключа температура об'єкта починає знижуватися. Коли вона досягне певного заданого рівня, система керування знову забезпечить замикання ключа  $S$  і передавання енергії у навантаження.

Замикання й розмикання ключа  $S$  може відбуватися у будь-який момент часу під дією сигналу з датчика температури. Коли при зами-

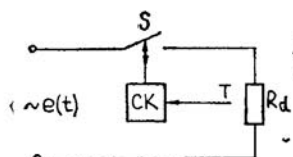


Рис. 11.44

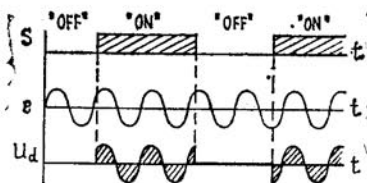


Рис. 11.45

канні або розмиканні ключа  $S$  миттєве значення напруги живлення близьке до амплітудного значення  $E_m$ , у момент перемикання відбувається різке зростання або спадання струму навантаження. Це негативно впливає на інших споживачів енергії, які живляться від мережі, оскільки у момент перемикання виникають електромагнітні завади. У зв'язку з цим подібні регулятори розробляються такими, щоб замикання ключа  $S$  відбувалося у момент проходження напруги живлення  $e(t)$  через нуль, а розмикання — у момент проходження струму навантаження через нуль. У цьому разі зростання і зменшення струму у навантаженні відбувається плавно, режим роботи ключа легкий і відсутні завади.

Якщо як силовий ключ  $S$  використовувати тиристори або симістори, вимикання їх відбувається в момент проходження струму через нуль. Отже, система керування у цьому разі повинна тільки забезпечувати вмикання силового приладу у момент проходження змінної напруги через нуль. Якщо інтервал часу замкнутого стану ключа  $S$  невеликий (декілька періодів струму мережі живлення), для зменшення негативного впливу на мережу необхідно, щоб кількість позитивних і негативних півперіодів, які подаються на навантаження, була однаковою.

Розглянемо, наприклад, будову системи керування регулятора, структурну схему якої подано на рис. 11.46. На структурній схемі показано головні функціональні вузли пристрою і їх взаємозв'язок. Для одержання імпульсів керування у моменти проходження напруги живлення  $e(t)$  через нуль треба мати синхронізуючий пристрій (СП), на вхід якого подається напруга від мережі змінного струму. Синхроні-

ауюча напруга з виходу пристрою дозволу — заборони (Д—З) проходить або ж не проходить на формувач імпульсів (ФІ). Керує роботою пристрою Д—З релейний пристрій (РП), стан якого залежить від напруги сигналу  $U_T$  з датчика температури.

Якщо температура об'єкта менша заданої, РП відкриває пристрій Д—З, і синхронізуюча напруга проходить на ФІ, який формує імпульси керування, у момент проходження змінної напруги через нуль.

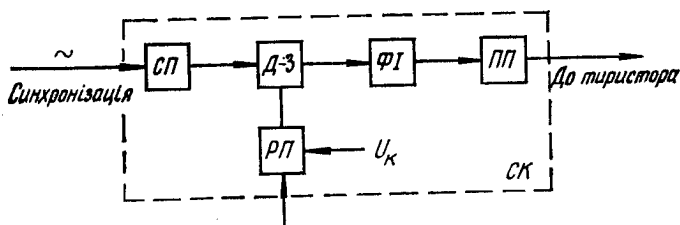


Рис. 11.46

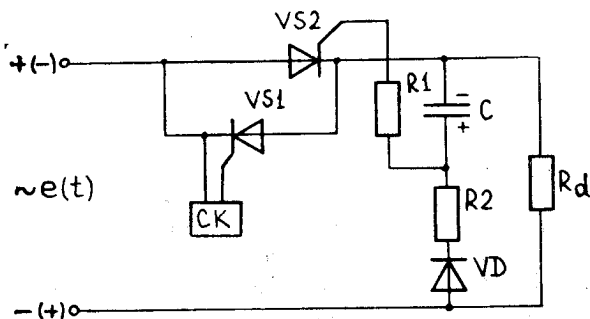


Рис. 11.47

Потужність цих імпульсів підсилюється у ПП, і вони подаються на керуючий електрод силового ключа.

Якщо температура об'єкта більша заданої, РП закриває пристрій Д—З, і сигнал синхронізації не подається на ФІ. В результаті імпульси керування не формуються, і силовий ключ вимкнений. За допомогою напруги керування  $U_k$  можна змінювати поріг спрацьовування РП, а отже, і встановлювати необхідну температуру об'єкта.

На рис. 11.47 подано можливу принципову схему силової частини регулятора. Силивий ключ, побудований на зустрічно-паралельно ввімкнених тиристорах VS1, VS2, забезпечує проходження у навантаження  $R_d$  однакової кількості позитивних і негативних півперіодів змінної напруги  $e(t)$ . Тиристор VS1 вмикається за допомогою імпульсів від системи керування СК на початку негативних напівперіодів на-

пруги живлення  $e(t)$ . Після вмикання тиристора VS1 на навантаження  $R_d$  подається негативний напівперіод напруги  $e(t)$  (полярність зазначена у дужках). Одночасно з цим відбувається заряджання конденсатора  $C$  по колу  $(+e) - VD - R2 - C - VS1 - (-e)$  з полярністю, яка вказана на рис. 11.47. На початку позитивного півперіода (полярність вказана без дужок) конденсатор  $C$  розряджається через резистор  $R1$  і керуючий електрод тиристора VS2. Струм розряджання забезпечує ввімкнення цього тиристора. Таким чином, кожне вмикання тиристора VS1 при негативному півперіоді напруги живлення забезпечує

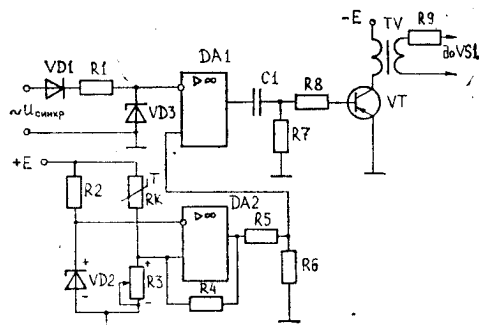


Рис. 11.48

вмикання тиристора VS2 при позитивному напівперіоді. У зв'язку з цим забезпечується проходження навантаження  $R_d$  однакової кількості позитивних і негативних півперіодів напруги живлення.

Принципову схему системи керування, яка відповідає структурній схемі (рис. 11.46), подано на рис. 11.48. На рис. 11.49 показано, як змінюються сигнали в основних елементах системи керування. На схемі (рис. 11.48) ланцюжок  $VD1, R1, VD3$  є синхронізуючим пристроєм (СП). Терморезистор  $RK$  виконує функцію датчика температури. Стабілітрон  $VD2$  задає поріг спрацьовування РП, який побудований на операційному підсилювачі  $DA2$ . Операційний підсилювач  $DA1$  виконує функцію пристрою Д—З. Диференціюючий ланцюжок  $C1, R7$  є формувачем імпульсів. На транзисторі  $VT1$  та імпульсному трансформаторі  $TV$  побудований ПП, який одночасно виконує функцію електричної розв'язки системи керування і силової частини.

Змінна напруга синхронізації  $u_{\text{синхр}}$  (рис. 11.49, а) подається на вхід синхронізуючого пристрою (СП). На виході цього пристрою (на стабілітроні  $VD3$ ) формуються позитивні напівперіоди синхронізуючої напруги, амплітуда яких обмежена на рівні напруги стабілізації стабілітрона  $VD3$  (рис. 11.49, б). Якщо температура об'єкта нижча за необхідну, яка задається напругою на стабілітроні  $VD2$ , опір терморезистора великий, і напруга на нижньому плечі подільника напруги  $RK$ ,

$R3$  менша за напругу стабілізації стабілітрона  $VD2$  ( $U_{R3} < U_{VD2}$ ). При цьому компаратор  $DA2$  буде у стані негативного насичення. Напруга негативної полярності з резистора  $R6$  надходить на неінвертуючий вхід компаратора  $DA1$ . На інвертуючий вхід  $DA1$  подаються синхронізуючі імпульси позитивної полярності (рис. 11.49, б). Отже, операційний підсилювач  $DA1$  буде у стані негативного насичення

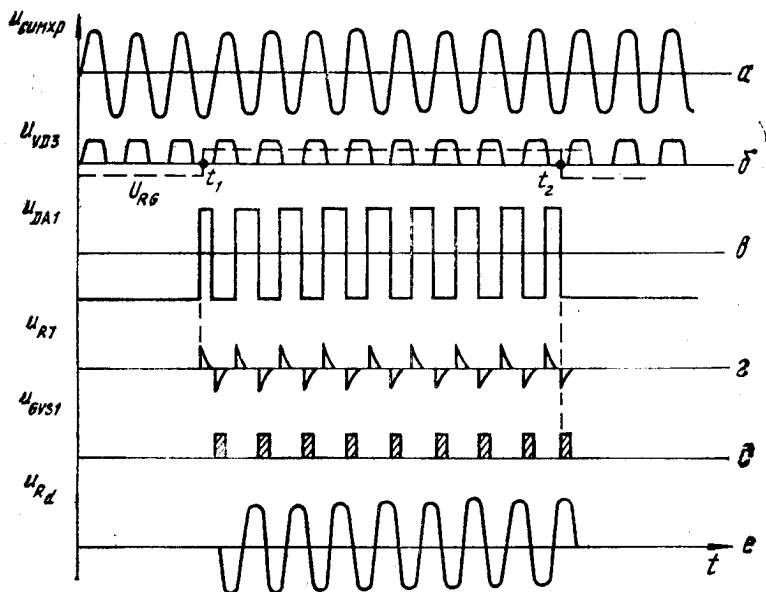


Рис. 11.49

(рис. 11.49, в). Напруга на вході диференціюючого ланцюжка  $C1$ ,  $R7$  не змінюється, тому імпульси керування не формуються (рис. 11.49, з).

Нехай у момент часу  $t_1$  температура об'єкта досягла заданого значення. Напруга на резисторі  $R3$  перевищила напругу на стабілітроні  $VD2$ . Компаратор  $DA2$  перемкнувся у стан позитивного насичення (рис. 11.49, б). Позитивна напруга, яка знімається з резистора  $R6$ , на компараторі  $DA1$  порівнюється з синхронізуючими імпульсами і у моменти рівності напруг операційний підсилювач перемикається з одного насиченого стану у протилежний. Моменти перемикання приблизно відповідають моментам проходження напруги живлення через нуль (рис. 11.49, б, в). Диференціюючий ланцюжок  $C1$ ,  $R7$  формує імпульси у моменти проходження напруги живлення  $e(t)$  через нуль (рис. 11.49, з). Підсилювач потужності на транзисторі  $VT$  та імпульсному трансформаторі  $TV$  підсилює імпульси негативної полярності, які надходять з диференціюючого ланцюжка. З вихідної обмотки

трансформатора TV імпульси керування (рис. 11.49, д) подаються на тиристор VS1 силової частини (рис. 11.47) і забезпечують його вмикання на початку кожного негативного півперіода напруги живлення  $e(t)$ . Після пропускання негативного півперіоду силова частина забезпечує, як показано вище, відкривання тиристора VS2 і пропускання на навантаження  $R_d$  позитивного півперіоду напруги живлення. Напруга на навантаженні  $R_d$  показана на рис. 11.49.

Для більш швидкого й чіткого спрацювання реле'єного пристрою на спеціальному підсилювачі DA2, а також підвищення завадостійкості доцільно ввести позитивний зворотний зв'язок (резистор  $R_4$ ). При цьому компаратор працює аналогічно тригеру Шмітта, який між порогом спрацювання і порогом відпускання має нечутливу зону (гістерезис).

Таким чином, розглянутий регулятор потужності, включаючи й викликаючи нагрівальний елемент залежно від зміни температури об'єкта, підтримує її на заданому рівні. Подібні пристрої можуть використовуватися, наприклад, для підтримування постійної температури жала електричного паяльника. У холодильній установці регулятор підтримує сталу температуру в холодильній камері.

#### 11.6.7. СИЛОВІ ІНФОРМАЦІЙНІ ПРИСТРОЇ

За принципом дії силові напівпровідникові прилади аналогічні приладам, які використовуються в пристроях інформаційної електроніки. Тому на їх основі можна побудувати практично будь-які пристрої інформаційної електроніки. Найчастіше це пристрої імпульсної й цифрової техніки (генератори, формувачі, логічні елементи, тригери, лічильники, розподілювачі імпульсів та ін.). Якщо у таких пристроях, як навантаження силових приладів, використовується який-небудь споживач електричної енергії, то такі пристрої вміщують у собі функції системи керування (інформаційний пристрій) і силового ключа (силовий пристрій), який керує потоком енергії, що надходить у навантаження. Проте в них не можна розділити силову частину і систему керування, оскільки силова і інформаційна частини пристрою становлять одне ціле. Подібні пристрої можна назвати силовими інформаційними пристроями.

Вони побудовані на силових приладах (транзисторах, диністорах, тиристорах). Найпростіші й економічні силові інформаційні пристрої побудовані на тиристорах. Це пов'язано з тим, що тиристори мають дуже великий коефіцієнт підсилення потужності і для їх вмикання необхідні короткі імпульси керування. Силові інформаційні пристрої можуть бути побудовані на досить великі вихідні потужності. Це дозволяє використовувати як навантаження різні споживачі електричної енергії.

Розглянемо приклади будови найпростіших силових інформаційних пристроїв та можливі галузі їх застосування.

**Мультивібратор.** На рис. 11.50, а подано схему мультивібратора, побудованого на диністорах, а на рис. 11.50, б — тиристорний аналог диністора. Диністори необхідно вибирати так, щоб їх напруга перемикавання  $U_{(B0)}$  була меншою за напругу джерела живлення  $E$ .

В момент вмикання джерела живлення  $E$  теоретично повинні ввімкнутися обидва диністори. Але оскільки час вмикання диністорів не може бути абсолютно однаковий, один із диністорів ввімкнеться першим (наприклад, VS1). При цьому він і розряджений конденсатор  $C$  зашунтують диністор VS2, а навантаження диністора VS1 (джерело випромінювання HL) буде приєднане до джерела живлення  $E$ . Після цього починається зарядження конденсатора  $C$  по колу  $(+E) - R - C - VS1 - (-E)$  з полярністю, яка вказана без дужок. Коли напруга на конденсаторі дорівнюватиме напрузі перемикавання  $U_{(B0)}$

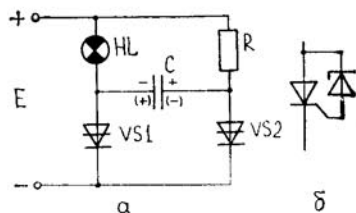


Рис. 11.50

(рис. 11.51, в), диністор VS2 ввімкнеться, і конденсатор  $C$  вимкне диністор VS1. Почнеться перезарядження конденсатора по колу  $(+E) - HL - C - VS2 - (-E)$  до напруги, полярність якої вказана у дужках. Коли ця напруга досягне порогу вмикання диністора VS1, він знову ввімкнеться і приєднає навантаження  $HL$  до джерела живлення  $E$ . Одночасно з вмиканням VS1 вимикається VS2. Тривалість ввімкненого й вимкнутого станів диністора VS1 залежить від часу заряджання й перезаряджання конденсатора  $C$  до напруги, яка дорівнює напрузі перемикавання диністорів  $U_{(B0)}$ . Змінюючи ємність конденсатора  $C$  і опір резистора  $R$ , можна забезпечити необхідну частоту вмикань диністора VS1.

Як видно з рис. 11.51, напруга на навантаженні  $HL$  відрізняється від прямокутної. Це пов'язано з тим, що після вимикання диністора VS1, в інтервал часу  $t_1 \dots t_2$  відбувається перезарядження конденсатора через лампу  $HL$ . Тому на цьому інтервалі в міру зменшення струму заряджання конденсатора  $C$  лампа гаснучиме поступово. Подібні пристрої можна використовувати як джерело мигального світла, наприклад, для живлення ламп покажчика поворотів автомобіля.

**Одновібратор.** Цей пристрій дозволяє при подаванні керуючого сигналу приєднувати навантаження  $R_d$  до джерела живлення  $E$  на заданий інтервал часу. Схема одновібратора на тиристорах зображена на рис. 11.52. Коли під'єднується джерело живлення  $E$ , вмикається тиристор VS2, оскільки через його керуючий електрод протікає струм через резистор  $R_4$ , а також ланцюжок  $R_d C 2$ .

Для приєднання навантаження  $R_d$  до джерела живлення  $E$  треба натиснути кнопку SB. Тиристор VS1 вмикається, а конденсатор  $C3$ , полярність напруги на якому вказана без дужок, вимикає тиристор

VS2. Навантаження  $R_d$  приєднується до джерела живлення. Одночасно починається перезарядження конденсатора  $C2$  по колу  $(+E) - R4 - C2 - VS1 - (-E)$  з полярністю, вказаною без дужок. Коли напруга на конденсаторі  $C2$  перевищить напругу стабілізації стабілітрона  $VD$  (момент часу  $t_2$  на рис. 11.53) тиристор  $VS2$  ввімкнеться і конденсатор  $C3$ , який до цього часу встиг зарядитися з полярністю, вказаною у дужках, вимкне тиристор  $VS1$ . Відбувається швидке перезарядження конденсатора  $C3$  по колу  $(+E) - R_d - C3 - VS2 -$

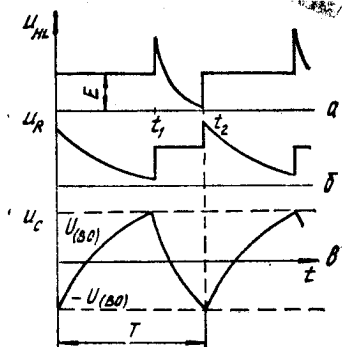


Рис. 11.51

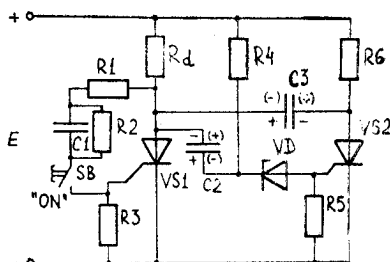


Рис. 11.52

$(-E)$ , і формування імпульсу струму у навантаженні  $R_d$  закінчується. Конденсатор  $C2$  перезаряджається по колу  $(+E) - R_d - C2 - VD - R5 - (-E)$  до напруги, яка дорівнює  $E - U_{cr}$  з полярністю, вказаною у дужках ( $U_{cr}$  — напруга стабілізації стабілітрона  $VD$ ). У момент часу  $t_3$ , коли перезарядження конденсатора  $C2$  закінчується, схема знову готова до формування наступного імпульсу струму у навантаженні  $R_d$ . Змінюючи опір резистора  $R4$  або ємність конденсатора  $C2$ , можна змінювати тривалість імпульсу струму  $t_1 \dots t_2$ . Подібні пристрої можна використовувати як реле часу для приєднання навантаження до джерела живлення на заданий інтервал часу.

**Логічна схема I** (рис. 11.54). Якщо як навантаження  $Z_d$  використовувати обмотку електромагніту електромеханічного замка, то замок відкриватиметься тільки тоді, коли одночасно натиснуті три з десяти наперед визначених кнопок  $SB1, SB2, SB3$ . Якщо буде натиснута хоча б одна інша кнопка (наприклад,  $SB4$ ), керуючий електрод тиристора  $VS$  буде закорочений і навіть при вірному наборі коду (кнопки  $SB1 \dots SB3$ ) замок не відкриється. Резистор  $R1$  обмежує струм керуючого електрода тиристора  $VS$ . Резистор  $R2$  підвищує заводозахисність схеми. Оскільки розглянута схема живиться від джерела змінної напруги  $e(t)$ , тиристор  $VS$  пропускає у навантаження тільки позитивні напівперіоди напруги. Після того, як тиристор вимкнеться не-

гати́вним напівперіодом, струм обмотки електромагніту, яка є актив-но-індуктивним навантаженням  $Z_d$ , замкнеться через діод VD.

**Логічна схема АБО** (рис. 11.55). Схема дозволяє приєднати навантаження  $R_d$  до джерела живлення  $E$  натисканням будь-якої з кнопок SB1 ... SB3. Якщо розмістити ці кнопки у різних місцях приміщення, можна приєднувати навантаження, знаходячись у різних місцях. Функцію логічної схеми АБО в пристрої захисту навантаження (рис. 11.39) виконує комутуючий тиристор  $VS_K$  разом з кнопкою SB2, стабілітроном VD і оптронам U1. Ввімкнення комутуючого тиристора  $VS_K$  (і

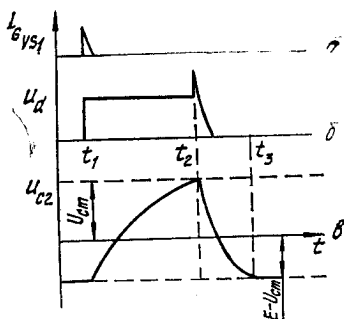


Рис. 11.53

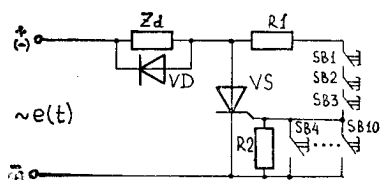


Рис. 11.54

вимикання силового  $VS_C$ ) відбувається або при перевищенні струмом навантаження заданого значення (оптрон U1), або при перевищенні напругою живлення  $E$  заданого значення (стабілітрон VD), або при натисканні кнопки SB2. Аналогічні силові логічні схеми АБО можуть також використовуватися і в інших подібних пристроях.

**Тригери.** Тиристорний ключ постійного струму (рис. 11.36), який розглянуто вище, фактично є силовим RS-тригером (рис. 11.56). Керуючий електрод тиристора VS1 є S-входом тригера, а керуючий електрод тиристора VS2 R-входом. При натисканні кнопки SB1 ( $S = 1$ ) завжди буде приєднане навантаження  $R_d$  ( $Q = 1$ ). При натисканні кнопки SB2 ( $R = 1$ ) завжди буде приєднане навантаження  $R_{d_2}$  ( $Q = 0$ ). Як і в будь-якому RS-тригері комбінація сигналів  $R = S = 1$  тут також заборонена. Дійсно, при одночасному натисканні кнопок SB1 і SB2 можуть ввімкнутися обидва тиристори, і обидва навантаження  $R_{d_1}$  і  $R_{d_2}$  будуть приєднані до джерела живлення  $E$  ( $Q = \bar{Q} = 1$ ).

Таким чином, у розглянутій схемі приєднання одного з навантажень веде до від'єднання іншого. З врахуванням цього визначаються галузі застосування такої схеми.

На основі тиристорного ключа постійного струму можна побудувати силовий тригер з лічильним входом Т-тригер (рис. 11.57). В момент приєднання джерела живлення  $E$  в результаті протікання через керуючий електрод тиристора VS1 зарядного струму конденсатора C1



по колу  $(+E) - R_d - R2 - C1 - VS1 - (-E)$  тиристор  $VS1$  вмикається і навантаження  $R_d$  приєднується до джерела живлення  $E$ . При подаванні сигналів на  $T$ -вхід (натисканні кнопки  $SB$ ) вмикається тиристор  $VS2$  і вимикається  $VS1$ . Кожна наступне натискання кнопки  $SB$  (подавання сигналу на  $T$ -вхід) буде призводити до почергового приєднання навантажень  $R_{d1}$  і  $R_{d2}$ . Діод  $VD$  забезпечує проходження сигналу керування на керуючий електрод тиристора  $VS1$ , коли відкри-

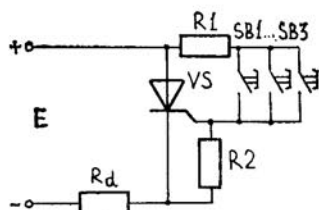


Рис. 11.55

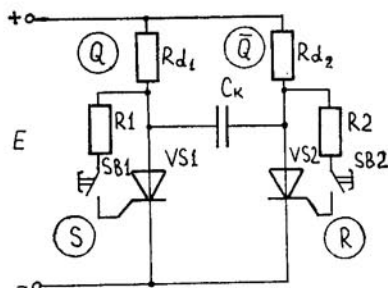


Рис. 11.56

тий тиристор  $VS2$ . При цьому напруга на аноді  $VS2$  близька до нуля. Через резистор  $R2$  цей потенціал передається на катод діода  $VD$ . Тому, коли буде натиснута кнопка  $SB$ , діод  $VD$  буде відкритий, і керуючий струм потече через керуючий електрод тиристора  $VS1$ . Ввімкнеться тиристор  $VS1$  і вимкнеться  $VS2$ . Таким чином, після кожного натискання кнопки  $SB$  відбувається перемикавання навантажень. Очевидно, ця схема дозволяє за допомогою тієї ж самої кнопки  $SB$  вмикати й вимикати кожне з навантажень.

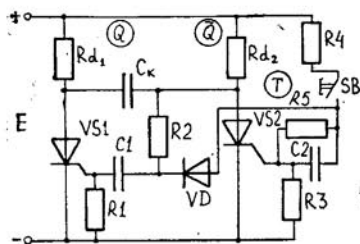


Рис. 11.57

На базі силових тригерів можна побудувати більш складні силові інформаційні пристрої (лічильники, регістри, розподільувачі імпульсів і т. ін.). Головна перевага силових інфор-

маційних пристроїв полягає в тому, що в одному пристрої суміщені силова частина і система керування. При цьому живлення здійснюється від одного джерела енергії. У зв'язку з цим не треба мати підсилювач потужності і забезпечувати електричну розв'язку силової частини і системи керування, оскільки керуюча частина схеми забезпечує необхідну потужність сигналів керування. Однак остання обставина одночасно є й недоліком. Для побудови керуючих кіл таких пристроїв необхідно використовувати компоненти

(резистори, конденсатори, діоди та ін.) з досить високою встановленою потужністю. Це знижує ККД таких пристроїв і зменшує їх надійність. У зв'язку з цим силові інформаційні пристрої мають досить обмежене застосування. Вони, як правило, використовуються для реалізації найпростіших інформаційних функцій у тих випадках, коли економічно недоцільно мати окрему систему керування, для живлення якої потрібне окреме джерело живлення, а для узгодження з силовою частиною — підсилювач потужності.

#### 11.6.8. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Перетворювання і регулювання параметрів електричної енергії є однією з головних областей застосування силових напівпровідникових приладів. Електрична енергія характеризується такими основними параметрами: 1) напруга; 2) струм; 3) частота; 4) кількість фаз. Електрична енергія виробляється і передається найчастіше у вигляді трифазного змінного струму з частотою 50 Гц, а багатьом споживачам необхідна електрична напруга, частота якої відрізняється від стандартної частоти промислової мережі. Іноді необхідно мати інше число фаз. У багатьох випадках виникає потреба регулювати або підтримувати сталими напругу або струм у навантаженні, частоту змінної напруги. Так, наприклад, для електрохімічних процесів (електроліз, гальванотехніка), багатьох видів електричного транспорту, різних сучасних технологічних процесів використовується постійний струм. Зараз у вигляді постійного струму споживається більше 30 % від усієї електричної енергії, яка виробляється, причому це число має тенденцію до зростання. В електроприводах для плавного регулювання швидкості обертання двигуна у широкому діапазоні потрібно регулювати напругу або струм живлення двигуна. Для регулювання швидкості обертання асинхронних двигунів найбільш ефективний метод — це регулювання частоти напруги живлення. У побутових пристроях та багатьох інших випадках до електричної енергії, яка споживається, ставляться досить жорсткі вимоги. Тому зростає необхідність у пристроях, які без суттєвих втрат перетворювали б і регулювали параметри електричної енергії, одержаної від первинного джерела живлення (промислова мережа, батареї, акумулятори, нетрадиційні джерела електричної енергії).

На ранніх етапах розвитку електроенергетики задача перетворення параметрів електричної енергії розв'язувалася за допомогою двигун-генераторних агрегатів, принцип дії яких ґрунтується на проміжному перетворенні електричної енергії у механічну. Пізніше для цього стали використовувати силові вакуумні і газорозрядні вентилі, магнітні підсилювачі. Тепер пристрої перетворення параметрів електричної енергії будуються на базі силових напівпровідникових приладів, які працюють у ключовому режимі. Пристрої для керування силовими вен-

тилями будуються на основі сучасних мікроелектронних приладів. Це дало змогу створювати перетворювальні пристрої з високими техніко-економічними показниками. Напівпровідникові перетворювачі у порівнянні з іншими видами перетворювачів мають такі переваги.

1. При одній і тій самій потужності масогабаритні показники напівпровідникових перетворювачів у 3 ... 7 разів менші, ніж у інших типів перетворювачів.

2. Високий коефіцієнт корисної дії, який досягає (95 ... 98) %. Це пов'язано з малим спадом напруги на напівпровідникових вентилях (див. табл. 11.1).

3. Менша вартість експлуатації. Напівпровідникові перетворювачі практично миттєво готові до роботи, довговічні, не потребують постійного технічного обслуговування. Ремонт найчастіше зводиться до заміни блоків, які вийшли з ладу.

4. Стійкість до вібрацій і можливість роботи в широкому діапазоні температур.

5. Велика номенклатура силових приладів, які випускаються, дозволяє виготовляти перетворювачі на різні потужності для конкретних галузей застосування. У зв'язку з цим можна забезпечити найбільш ефективне використання елементної бази перетворювачів.

6. Простота керування й регулювання. Оскільки напівпровідникові перетворювачі за своїм принципом дії є електронними пристроями, легко забезпечити керування такими пристроями за допомогою електричних сигналів. Такі сигнали можна одержати як від спеціальних систем керування, так і від керуючих обчислювальних пристроїв. Завдяки цьому напівпровідникові перетворювачі широко використовуються в різних автоматичних системах.

Проте силові напівпровідникові перетворювачі, як правило, мають більш високу вартість, ніж інші типи перетворювачів. При роботі напівпровідникових перетворювачів внаслідок періодичного вмикання й вимикання силових вентилів генеруються вищі гармоніки струмів і напруг. Це негативно впливає на мережу живлення. У зв'язку з цим часто бувають необхідні спеціальні пристрої, які б обмежували цей вплив. Незважаючи на вказані недоліки, напівпровідникові перетворювачі широко використовуються для перетворення і регулювання параметрів електричної енергії, причому області їх застосування з кожним роком розширюються.

Принцип дії перетворювачів ґрунтується на періодичному вмиканні й вимиканні вентиляльних елементів електричного кола для керування потоком енергії від джерела живлення до навантаження і у зворотному напрямі. Алгоритм (послідовність) перемикання вентилів залежить від бажаного закону перетворення параметрів електричної енергії і задається інформаційною частиною перетворювача — його системою керування. Оскільки процес перемикання вентилів має періодичний характер, треба мати пристрій, який би забезпечував такий режим. Цей пристрій називається задавальним генератором. Проте в

перетворювачах не завжди є спеціальний пристрій, який виконує функцію задавального генератора. У багатьох випадках його роль відіграє мережа змінного струму. Досить часто перетворювачі є складними автоматичними системами, в яких широко використовуються зворотні зв'язки.

Структурну схему перетворювального пристрою подано на рис. 11.58. Енергія від первинного джерела живлення (мережі) через силову частину (власне перетворювач) подається у навантаження.

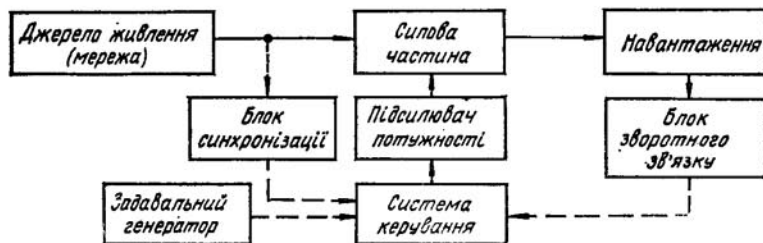


Рис. 11.58

Силову частину забезпечує необхідний закон перетворення або регулювання параметрів електричної енергії. Цей закон задається системою керування. Для підсилення потужності сигналів керування, а також електричної розв'язки системи керування і силову частину використовують підсилювач потужності. Періодичний характер процесів у силовій частині забезпечується задавальним генератором, який подає у систему керування періодичні сигнали необхідної частоти. Якщо як задавальний генератор використовується мережа змінного струму, напруга мережі подається на блок синхронізації, який формує періодичний сигнал, частота якого дорівнює або кратна частоті мережі. Цей сигнал подається на систему керування і визначає періодичний характер процесів у силовій частині перетворювача. Якщо перетворювач є замкнутою системою із зворотним зв'язком, треба мати спеціальний блок зворотного зв'язку, який сприймає інформацію про режим роботи навантаження і формує сигнали, які подаються на систему керування для забезпечення необхідних параметрів електричної енергії у навантаженні.

У залежності від того, що виконує функцію задавального генератора, перетворювачі поділяють на два великих класи:

- 1) перетворювачі, ведені мережею;
- 2) автономні перетворювачі.

У перетворювачах, ведених мережею, як задавальний генератор використовується мережа змінного струму. У зв'язку з цим частота перемикавання вентилів силову частини дорівнює, або кратна частоті мережі. В автономних перетворювачах робоча частота не пов'язана з час-

тотою мережі живлення. Такі перетворювачі, як правило, живляться від джерел постійної напруги, частота якої  $f = 0$ . Тому частота перемикання клапанів визначається або задавальним генератором, або залежить від характеру процесів, які відбуваються у силовій частині і навантаженні. Такі автономні перетворювачі відповідно називаються:

а) перетворювачі із зовнішнім збудженням (ведені задавальним генератором);

б) перетворювачі із самозбудженням або автоколивальні (ведені навантаженням).

Серед автономних перетворювачів найпоширеніші перетворювачі, ведені задавальним генератором, самостійним і незалежним пристроєм, який забезпечує необхідну стабільність частоти або її регулювання у заданому діапазоні за певним законом.

Перетворювачі, ведені навантаженням, простіші, мають зворотний зв'язок з боку навантаження, отже, у багатьох випадках дозволяють контролювати режим його роботи, стабілізувати параметри. Але при цьому утруднюється вплив на робочу частоту перетворювача.

Крім клапанних елементів, у силову частину перетворювача, як правило, входять реактивні елементи — індуктивності і ємності. Вони використовуються як проміжні накопичувачі енергії або для фільтрації (виділення) гармонічних складових струмів і напруг з метою забезпечення необхідної якості електричної енергії. Іноді фільтруючі пристрої будуються на основі керованих напівпровідникових приладів, які працюють у режимі змінного опору. На основі керованого опору можна створювати силові пристрої для регулювання і стабілізації струму або напруги на навантаженні. Це так звані фільтруючі і стабілізуючі пристрої. У наступних розділах різні перетворювачі будуть розглянуті докладніше.

## Розділ 12. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ, ВЕДЕНІ МЕРЕЖЕЮ

У цьому розділі розглянуто перетворювальні пристрої, які живляться від мережі змінного струму. Як задавальний генератор системи керування також використовується мережа змінного струму. Процеси у силовій частині схеми таких перетворювачів мають періодичний характер, причому їх період дорівнює або кратний періоду змінної напруги мережі. Перетворювачі, ведені мережею, можуть виконувати різні функції. Так, в и п р я м л я ч і перетворюють змінний струм у постійний. І н в е р т о р и, ведені мережею, перетворюють енергію джерела постійної напруги у змінний струм, причому ця енергія передається у мережу змінного струму. П е р е т в о р ю в а ч і ч а с т о т и з безпосереднім зв'язком перетворюють енергію мережі змінного струму однієї частоти у змінний струм іншої частоти. Р е г у л я т о р и призначені для регулювання середнього або діючого значення напруги (струму) навантаження, яке живиться від мережі змінного стру-

му. Незважаючи на різне функціональне призначення, електромагнітні процеси у таких перетворювачах, а також принципи будови систем керування мають багато спільного. У зв'язку з цим вони відносяться до одного класу — перетворювачі, ведені мережею. Прийнята у цьому розділі послідовність розглядання різних типів перетворювачів дозволяє перенести ряд положень, одержаних при розгляді одного типу перетворювачів, на інші типи, що сприяє кращому розумінню викладеного матеріалу.

В інформаційній електроніці для характеристики сигналів (струмів і напруг) суттєве значення мають їх миттєві і амплітудні значення, частота повторення, фаза та інші параметри, що відображують інформацію. У силовій (енергетичній) електроніці не менш важливе значення мають інтегральні характеристики струмів і напруг, такі як середні та діючі значення, які дозволяють оцінити їх енергетичну дію.

Електрохімічна дія струму (у гальванотехніці, при електролізі, заряджанні акумуляторів та ін.) визначається кількістю електрики, яка пройшла через навантаження за певний проміжок часу в одному напрямі. Якщо навантаження живиться постійним струмом  $I$ , то кількість електрики  $Q$ , яка пройшла через нього за деякий інтервал часу  $\tau$ , дорівнює  $Q = I\tau$ . У разі змінного струму  $i(t)$  кількість електрики

$Q = \int_0^{\tau} i(t) dt$ . Коли струм, який живить навантаження, має періодичний характер, його електрохімічна дія може бути оцінена інтегральним параметром — середнім значенням струму  $I_c$ . Середнє значення змінного струму  $i(t)$ , період повторювання якого дорівнює  $T$ , чисельно дорівнює такому постійному струму, при протіканні якого через навантаження за інтервал часу, що дорівнює періоду  $T$ , проходить така сама кількість електрики

$$I_c T = \int_0^T i(t) dt.$$

Отже, середнє значення струму  $i(t)$  за період  $T$  можна визначити з виразу

$$I_c = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt.$$

Аналогічно визначається середнє значення періодичної напруги  $u(t)$

$$U_c = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt.$$

Геометрично середнє значення струму  $I_c$  можна інтерпретувати висотою прямокутника, основа його чисельно дорівнює  $T$ , а площа дорівнює площі, яка обмежується віссю часу  $t$  і кривою струму  $i(t)$  від початку до кінця періоду. Якщо струм  $i(t)$  за період змінює напрям, то

його середнє значення дорівнює різниці площ, що обмежені позитивною і негативною частинами кривої струму. У випадку змінного синусоїдального струму середнє значення струму за період дорівнює нулю, оскільки площі за позитивний і негативний півперіоди однакові. Тому в електрохімії змінний струм, як правило, не використовується. Живлення здійснюється однополярним струмом, який одержують за допомогою випрямлячів.

Для визначення теплової і електродинамічної дії струму (нагрівачі, електричні печі, лампи розжарювання, електромагніти, двигуни змінного струму) використовують інтегральний параметр — діюче значення струму. Діюче значення змінного струму  $i(t)$ , період повторення якого дорівнює  $T$ , чисельно дорівнює такому постійному струму, який, протікаючи по колу з таким самим опором  $R$ , що і змінний струм, виділяє за період таку саму кількість теплоти. Кількість теплоти, яку виділяє струм  $i(t)$  за період  $T$  на опорі  $R$ ,

$$W = R \int_0^T i^2(t) dt.$$

Порівняємо цю кількість енергії (теплоти) з кількістю теплоти, яка виділяється на тому самому опорі  $R$  постійним струмом  $I$  за той самий час  $T$

$$I^2 R T = R \int_0^T i^2(t) dt.$$

Отже, діюче значення змінного струму

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}.$$

Аналогічно діюче значення періодичної напруги  $u(t)$  за період  $T$  дорівнює

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}.$$

На відміну від електрохімічної дії струму, тепла дія його не залежить від напрямку протікання струму у навантаженні, оскільки тепло виділяється при будь-якому напрямі протікання струму. Тому діючі значення струму і напруги завжди мають позитивне значення.

Надалі, розглядаючи конкретні типи перетворювачів залежно від їх призначення, а також виду навантаження, оцінюючи енергетичні параметри, використовуватимемо середнє або діюче значення струмів і напруг.

## 12.1. ВИПРЯМЛЯЧІ

Випрямляч — це пристрій, призначений для перетворення енергії джерела змінного струму в енергію постійного струму. У загальному випадку випрямляч має таку будову, як показано на рис. 12.1. Найчастіше джерелом електричної енергії для споживачів є промислова мережа змінного струму  $U_{220}$  В, 50 Гц. Переважна більшість споживачів постійного струму потребує напруг, які значно відрізняються від стандартної напруги промислової мережі. Тому на вході випрямляча дуже часто стоїть трансформатор  $Tr$  яким встановлюється необхідна змінна напруга і забезпечується електрична розв'язка навантаження від промислової мережі. Проте трансформатор не є обов'язковим елементом випрямляча. Поширені так звані випрямлячі з безтрансформаторним входом.

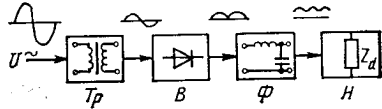


Рис. 12.1

Принцип випрямлення полягає у пропусканні змінного струму через вентильні елементи електричного кола. У результаті на виході формується однополярна (випрямлена) напруга, миттєві значення якої змінюється у часі — пульсуюча напруга. Для одержання на навантаженні постійної напруги між вентильною схемою — випрямляючим пристроєм  $B$  і навантаженням  $H$  — ставлять згладжуючий фільтр  $\Phi$ , який забезпечує зменшення пульсацій (згладжування) випрямленої напруги. Як правило, згладжувальні фільтри побудовані на базі реактивних елементів електричного кола — індуктивностей (дроселів) і конденсаторів. В інтервалах часу, коли миттєві значення пульсуючої напруги близькі до максимуму, реактивні елементи фільтра накопичують (запасують) електромагнітну енергію, а коли миттєві значення пульсуючої напруги близькі до мінімуму, реактивні елементи згладжувального фільтра віддають накопичену енергію у навантаження. В результаті цього на навантаженні формується напруга, яка наближається до постійної напруги. Головним елементом випрямляча є вентильна схема — випрямляючий пристрій  $B$ , який забезпечує отримання однополярної напруги на навантаженні. Тому надалі основну увагу приділятимемо його роботі і впливу на процеси у навантаженні та інших елементах випрямляча. Згладжувальні фільтри докладно розглянуті у розділі 13.

### 12.1.1 ОДНОФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Якщо потужність, яка споживається навантаженням від джерела постійного струму, не перевищує (0,5 ... 1) кВт, споживач, як правило, живиться від однофазної мережі змінного струму через однофазні випрямлячі. Існує декілька різних схем однофазних випрямлячів.



**Однопівперіодна схема.** Найпростіший випрямляч складається із одного вентиля, який послідовно ввімкнений між джерелом змінної напруги і навантаженням (рис. 12.2). Напруга на вторинній обмотці трансформатора TV змінюється за синусоїдальним законом  $u_2(t) = E_{2m} \sin \omega t$  (рис. 12.3, а). Діод VD пропускає струм тільки при позитивних півперіодах напруги живлення, полярність якої на рис. 12.2 вказана без дужок. При цьому до навантаження прикладається змінна напруга (рис. 12.3, б) протягом позитивних півперіодів.

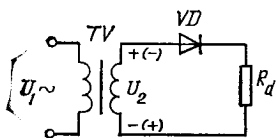


Рис. 12.2

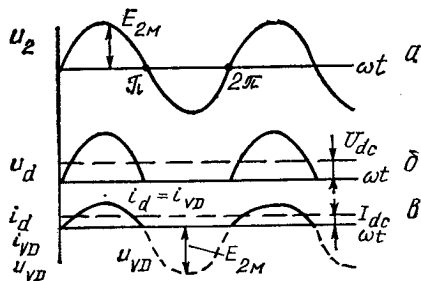


Рис. 12.3

Струми через вентиль  $i_{VD}$  і навантаження  $i_d$  мають таку ж форму, як і напруга на навантаженні  $u_d$  (рис. 12.3, б). Протягом негативного півперіоду змінної напруги (полярність вказана у дужках) вентиль закритий і до нього прикладена зворотна напруга  $u_{VD}$ , амплітудне значення якої дорівнює  $E_{2m}$  (рис. 12.3, в). При цьому струм через вентиль VD і навантаження  $R_d$  не протікає.

Оскільки випрямляч використовується для одержання у навантаженні постійного струму, одним з головних його параметрів є середнє значення випрямленої напруги і струму у навантаженні  $R_d$ . Згідно з визначенням, середнє значення випрямленої напруги для однопівперіодного випрямляча

$$U_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{E_{2m}}{2\pi} \left| -\cos \vartheta \right|_0^\pi = \frac{E_{2m}}{\pi}.$$

При визначенні середньої напруги прийняте позначення  $\omega t = \vartheta$ . Змінна синусоїдальна напруга у більшості випадків характеризується не амплітудним  $E_{2m}$ , а діючим значенням  $E_2$ , причому  $E_2 = E_{2m}/\sqrt{2}$ . З урахуванням цього середнє значення випрямленої напруги на навантаженні однопівперіодного випрямляча дорівнюватиме

$$U_{dc} = \frac{E_2 \sqrt{2}}{\pi} \approx 0,45 E_2.$$

Оскільки струм у навантаженні має таку ж форму, як і напруга, се-

редне значення струму у навантаженні можна визначити через середнє значення випрямленої напруги:

$$I_{dc} = U_{dc}/R_d.$$

Проектуючи випрямлячі, необхідно розрахувати режим роботи венти-лів і трансформатора у вибраній схемі. Для вибору вентилів треба роз-рахувати максимальне і середнє значення струму, що протікає через них, а також максимальне значення зворотної напруги. Режим роботи трансформатора визначається діючими значеннями струмів і напруг на обмотках. Розрахувавши ці параметри, можна вибрати відповід-ний тип вентилів і вибрати або розрахувати відповідний трансформатор. Оскільки вихідними даними при розрахунку випрямлячів є се-реднє значення напруги  $U_{dc}$  і струму  $I_{dc}$ , які треба одержати на наван-таженні, для зручності усі розрахункові параметри виражають через вихідні дані.

З урахуванням того, що  $U_{dc} = E_2 \sqrt{2}/\pi$ , для одержання на на-вантаженні середнього значення напруги  $U_{dc}$  діюче значення ЕРС вторинної обмотки трансформатора має бути

$$E_2 = U_{dc}\pi/\sqrt{2} \approx 2,22U_{dc}.$$

У розглянутій схемі через навантаження  $R_d$  і ventиль VD протікає той самий струм. Отже, середнє значення струму через ventиль  $I_{VDc}$  дорівнює середньому значенню струму навантаження  $I_{dc}$ :

$$I_{VDc} = I_{dc} = U_{dc}/R_d.$$

Амплітудне значення струму вентиля і навантаження

$$I_{VDm} = I_{dm} = E_{2m}/R_d = \frac{\pi U_{dc}}{R_d} = \pi I_{dc}.$$

Амплітудне значення зворотної напруги на закритому вентилі

$$U_{VDm} = E_{2m} = \pi U_d.$$

**Приклад.** На навантаженні треба одержати напругу  $U_{dc} = 100$  В і струм  $I_{dc} = 1$  А. Для цього діюча напруга на вторинній обмотці трансформатора має бути  $E_2 = 2,22U_{dc} = 222$  В. Ventиль повинен забезпечувати пропускання середнього струму  $I_{VDc} = I_{dc} = 1$  А і витримувати зворотну напругу  $U_{VDm} \geq \pi U_{dc} = 314$  В. Амплітудне значення струму через ventиль  $I_{dm} = \pi I_{dc} = 3,14$  А. Анало-гічно можна розрахувати параметри трансформатора (діючі значення струмів і напруг обмоток), а також визначити його потуж-ність.

Як видно з рис. 12.3. б, випрямлена напруга  $u_d$  пульсуюча. Для оцінки ступеня наближення пульсуючої напруги до постійної вводять-

ся параметр — коефіцієнт пульсації. Коефіцієнт пульсації — це відношення амплітуди змінної складової випрямленої напруги  $U_{\sim m}$  до постійної складової (середнього значення випрямленої напруги  $U_d$ ).

$$k_n = U_{\sim m}/U_d.$$

Під змінною складовою випрямленої напруги найчастіше розуміють першу гармоніку розкладу у ряд Фур'є функції, яка описує закон зміни випрямленої напруги  $u_d(t)$  (рис. 12.3, б). Для однофазного однопівперіодного випрямляча коефіцієнт пульсації випрямленої напруги  $k_n = 1,57 = 157\%$ . Це свідчить про те, що амплітуда першої гармоніки пульсації у 1,57 раза перевищує постійну складову випрямленої напруги. Це дуже великий коефіцієнт пульсації. Для її згладжування потрібно використовувати згладжувальні фільтри. Це є суттєвим недоліком однопівперіодної схеми. Іншим недоліком є велика зворотна напруга, яка прикладається до вентиля VD (у 3,14 раза перевищує випрямлену напругу  $U_{dc}$ ). Крім того, у цій схемі в обмотках трансформатора TV протікає несинусоїдальний струм, який містить постійну складову і гармоніки змінної складової. Корисною для навантаження  $R_d$  є постійна складова, яка передає корисну потужність  $P_d = U_d I_d$ . Змінні складові струму, протікаючи через обмотки трансформатора і вентиль, їх додатково нагрівають. Тому розрахункова (типова) потужність трансформатора  $S_T$  значно перевищує корисну потужність  $P_d$ , яка передається у навантаження

$$S_T = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{U_1 I_1 + U_2 I_2}{2} = 3,09 P_d.$$

У зв'язку зі вказаними недоліками однопівперіодна схема застосовується, в основному, у випрямлячах дуже малої потужності.

**Двопівперіодна схема.** Така схема складається з двох однопівперіодних схем, які по чергову працюють на одне навантаження  $R_d$  (рис. 12.4). Дві однакові вторинні обмотки трансформатора мають спільну точку і через вентиля VD1 і VD2 живлять навантаження  $R_d$ . Напруга на кінцях вторинних обмоток, відносно спільної точки змінюється у протифазі (рис. 12.5, а). Цю схему іноді називають двофазною схемою випрямлення або випрямлячем з виводом нульової точки трансформатора. Незавжди помітити, що потенціал спільної точки вторинних обмоток трансформатора завжди дорівнює нулю відносно зовнішніх виводів вторинної обмотки.

При одній полярності напруги живлення (вказана без дужок) струм протікає через вентиль VD1, і до навантаження прикладається напруга позитивного півперіоду з верхньої половини вторинної обмотки. При протилежній полярності напруги живлення (вказана у дужках) струм протікає через вентиль VD2 і до навантаження прикладається напруга позитивного півперіоду з нижньої половини обмотки. Таким чином, у навантаження надходять два півперіоди напруги жив-

лення. Отже, середнє значення випрямленої напруги тут буде у 2 рази більшим, ніж у однопівперіодній схемі.

$$U_{dc} = \frac{2E_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_2 \approx 0,9E_2,$$

де  $E_{2m}$  і  $E_2$  — відповідно амплітудне і діюче значення напруги на половині вторинної обмотки трансформатора TV.

Для того, щоб одержати на навантаженні випрямлену напругу, середнє значення якої дорівнює  $U_{dc}$ , діюче значення напруги на поло-

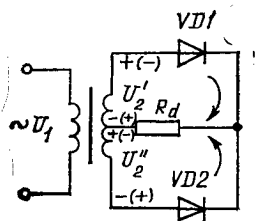


Рис. 12.4

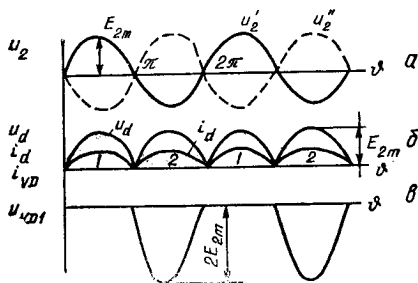


Рис. 12.5

вині вторинної обмотки має бути

$$E_2 = (\pi/2\sqrt{2}) U_{dc} \approx 1,11U_{dc}.$$

Якщо треба, щоб через навантаження протікав струм, середнє значення якого дорівнює  $I_{dc}$ , вентиля вибирають на струм  $I_{VDa} = I_{dc}/2$ , оскільки вони працюють по чергову (рис. 12.5, б). Коли один з вентилів відкритий (наприклад VD2), до закритого вентиля VD1 прикладається зворотна напруга, яка дорівнює сумарній напрузі на двох половинах вторинної обмотки (рис. 12.5, в). Тому до закритого вентиля прикладається максимальна зворотна напруга  $U_{VDM} = 2E_{2m} = \pi U_{dc}$ . Розрахувавши діючі значення струмів і напруг в обмотках трансформатора, можна показати, що типова потужність трансформатора у двопівперіодній схемі буде меншою, ніж в однопівперіодній схемі

$$S_T = \frac{U_1 I_1 + 2U_2 I_2}{2} = 1,48P_d.$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги для будь-якої схеми випрямляча, крім однофазної однопівперіодної, можна визначити з виразу

$$k_n = U_{\sim}/U_d = \frac{2}{m^2 - 1},$$

де  $m$  — кратність пульсації випрямленої напруги, яка дорівнює кіль-

кості пульсацій випрямленої напруги за період напруги мережі. Із рис. 12.5 видно, що для двопівперіодної схеми кратність пульсацій  $m = 2$ . Отже, коефіцієнт пульсацій  $k_n = 2/3 = 0,67 = 67 \%$ .

Якщо порівняти двопівперіодну схему з однопівперіодною, можна зробити висновки, що двопівперіодна схема характеризується:

- 1) кращим використанням потужності трансформатора;
- 2) меншим коефіцієнтом пульсації випрямленої напруги;
- 3) синусоїдальною формою струму, який споживається від мережі.

Ця схема має більш широке застосування, ніж однопівперіодна.

**Мостова схема.** Така схема складається з чотирьох вентилів VD1 ... VD4, які з'єднані за схемою електричного моста (рис. 12.6). До однієї діагоналі моста вмикається джерело змінної напруги (вторинна обмотка трансформатора TV), а до другої — навантаження  $R_d$ . Спільна точка катодів вентилів VD1 і VD3 є позитивним полюсом випрямляча, а спільна точка анодів

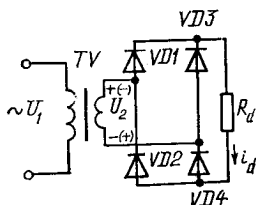


Рис. 12.6

вентилів VD2 і VD4 — негативний полюс. У позитивний півперіод напруги живлення (полярність вказана без дужок) струм пропускають вентиля VD1 і VD4. У негативний півперіод (полярність вказана у дужках) струм пропускають вентиля VD2 і VD3. При цьому струм через навантаження  $i_d$  весь час протікає в одному й тому ж напрямі. Випрямлена напруга, струм навантаження, струм, що протікає через вентиля, у мостовій схемі такі самі, як і у схемі з нульовим виводом трансформатора (рис. 12.5). Якщо кількість витків вторинної обмотки трансформатора у мостовій схемі така сама, як і кількість витків половини вторинної обмотки нульової схеми (рис. 12.4), основні розрахункові співвідношення для цих схем збігаються. Відмінність полягає в тому, що максимальна зворотна напруга на вентилях у мостовій схемі у два рази менша, ніж у нульовій схемі

$$U_{VDm} = E_{2m} = \frac{\pi}{2} U_{dc}.$$

Розрахункова (типова) потужність трансформатора також менша:

$$S_T = \frac{U_1 I_1 + U_2 I_2}{2} = 1,23 P_d. \text{ Отже, з трьох розглянутих схем мосто-}$$

ва схема характеризується найкращим використанням потужності трансформатора. Це пов'язано з тим, що в ній як у первинній, так і у вторинній обмотці трансформатора протікає чисто синусоїдальний струм. Якщо порівняти мостову і нульову схеми, які забезпечують однакові параметри випрямленої напруги, можна виділити такі переваги мостової схеми:

- 1) зворотна напруга на вентилях у 2 рази менша, ніж у нульовій схемі;

2) у два рази менша кількість витків вторинної обмотки трансформатора;

3) простіша конструкція трансформатора, оскільки не треба мати вивід спільної точки вторинної обмотки;

4) типова потужність трансформатора приблизно на 17% менша, ніж у нульовій схемі. Отже, буде менше витрачатися заліза й міді на виготовлення трансформатора. При цьому зменшуються також його маса і габарити;

5) мостова схема випрямляча, на відміну від нульової, може працювати і без трансформатора, якщо напруга мережі  $U_1$  забезпечує одержання необхідного значення випрямленої напруги  $U_{dc}$ , а також якщо не треба мати електричну розв'язку між навантаженням  $R_d$  і мережею живлення.

Проте мостова схема, у порівнянні з нульовою, має такі недоліки:

1) використовується у 2 рази більше вентилів, ніж у нульовій схемі;

2) більші втрати потужності у вентилях, оскільки у мостовій схемі струм навантаження послідовно протікає через два вентиля, а у нульовій — через один. Переваги мостової схеми випрямлення зумовлюють її найбільш широке застосування. Нульова схема випрямлення найчастіше використовується для отримання низьких значень випрямленої напруги ( $U_{dc} < 10\text{ В}$ ). В низьковольтних випрямлячах ця схема забезпечує вищий ККД, ніж мостова схема, а підвищена зворотна напруга на вентилях тут не має суттєвого значення.

Напруга, випрямлена однофазними випрямлячами, має досить великі пульсації. Якщо навантаження випрямляча має активно-індуктивний або активно-ємнісний характер, пульсації струму (напруги) на навантаженні значно менші. Чисто активне навантаження потребує для зменшення пульсацій випрямленої напруги (струму) згладжувального фільтра між випрямлячем і навантаженням. Оскільки згладжувальні фільтри, як правило, складаються з реактивних елементів (дроселів і конденсаторів), загальний характер навантаження випрямляча також буде або активно-індуктивним, або активно-ємнісним.

#### 12.1.2. РОБОТА ВИПРЯМЛЯЧІВ НА РІЗНІ ВИДИ НАВАНТАЖЕНЬ

Вид навантаження суттєво впливає на характер процесів, які відбуваються у випрямлячі, трансформаторі, а також на основні розрахункові співвідношення. Тому при проектуванні випрямляча обов'язково з'ясовується характер навантаження, яке живитиметься від випрямляча.

**Активно-індуктивне навантаження.** Якщо навантаженням випрямляча є електромагніт, обмотка реле або контактора, то таке навантаження має активно-індуктивний характер. Якщо ж навантаження активне, то для згладжування пульсацій струму послідовно з навантаженням під'єднують індуктивність (дросель). Розглянемо роботу ви-

прямлячів на активно-індуктивне навантаження на прикладі мостової схеми (рис. 12.7). Форма випрямленої напруги  $u_d$  на виході цього випрямляча буде такою ж, як і при активному навантаженні (рис. 12.8, а). Проте внаслідок наявності індуктивності  $L_d$  струм у навантаженні змінюватиметься плавно, отже, буде згладженим. Згладжуюча дія індуктивності тим більша, чим  $\tau > T$ , де  $\tau = L_d/R_d$  — стала часу кола навантаження;  $T$  — період випрямленої напруги. Якщо виконується

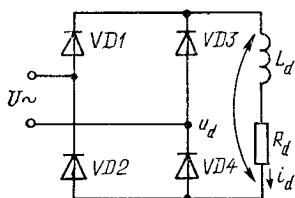


Рис. 12.7

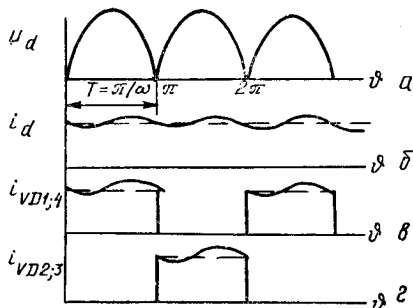


Рис. 12.8

умова  $L_d/R_d \gg T$ , струм  $i_d$  практично постійний (ідеально згладжений). У цьому випадку струм, який протікає через вентилі, має форму прямокутних імпульсів (штрихова лінія на рис. 12.8, б, в, г). Напруга на активному опорі  $R_d$  повторює форму струму навантаження  $i_d$ , отже, також згладжена.

При роботі випрямлячів на активно-індуктивне навантаження амплітудне значення струму вентиля менше відрізняється від середнього значення порівняно з чисто активним навантаженням. Такий режим роботи є більш сприятливим як для вентилів, так і для трансформатора з точки зору ККД і типової потужності. Отже, при підвищених потужностях випрямлячі, як правило, працюють на навантаження, що має активно-індуктивний характер.

**Активно-ємнісне навантаження.** Якщо паралельно з навантаженням  $R_d$  з'єднаний конденсатор  $C_d$ , воно має активно-ємнісний характер. Напруга на конденсаторі  $C_d$  у процесі роботи змінюється плавно. Отже, напруга на активному опорі навантаження  $R_d$  (рис. 12.9) також буде згладжена (рис. 12.10, а). При цьому струм, який протікає через вентилі, має форму вкорочених імпульсів з досить великою амплітудою  $I_{VDm} = (3 \dots 8) I_{dc}$ . При роботі випрямляча на ємнісне навантаження на конденсаторі  $C_d$  підтримується напруга, полярність якої вказана на рис. 12.9. Тому відповідна пара вентилів випрямляча відкрита тільки тоді, коли напруга живлення  $u(t)$  за абсолютною величиною перевищує напругу на ємності  $|u| > u_C = u_d$ , оскільки вентиль відкритий тільки тоді, коли напруга на його аноді більш пози-

тивна, ніж на катоді. Половина інтервалу часу, протягом якого протікає струм у вентилі, називається кутом відсічки  $\theta$ . На відміну від випрямлячів, які працюють на активне і активно-індуктивне навантаження, у даному випадку  $2\theta < \pi$ . Після закривання вентилів навантаження від'єднуються від мережі живлення і струм у ньому підтримується за рахунок розряджання конденсатора  $C_d$ . Пульсації напруги на навантаженні тим менші, чим більша нерівність  $\tau > T$ , де  $\tau =$

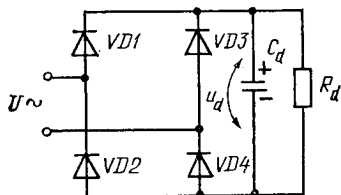


Рис. 12.9

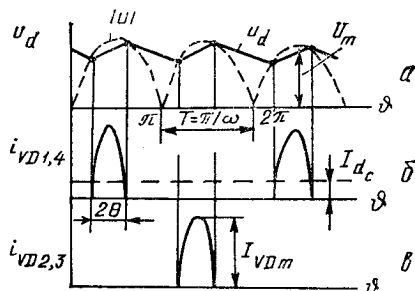


Рис. 12.10

$= C_d R_d$  — стала часу кола навантаження. Якщо  $C_d R_d \gg T$ , напруга на навантаженні практично повністю згладжена.

З рис. 12.10, а видно, що при активно-ємнісному навантаженні середнє значення напруги на навантаженні наближається до амплітудного значення напруги живлення  $U_{dc} \rightarrow U_m = \sqrt{2}U = 1,41 U$ . При активному і активно-індуктивному навантаженні  $U_{dc} \approx 0,9 U$ .

У розглянутому випадку споживання енергії із мережі живлення має імпульсний характер. Амплітудне значення струму, який протікає через вентиль, значно перевищує його середнє значення. Такий режим роботи не є сприятливим як для вентилів, так і трансформатора. Тому такий вид навантаження використовується тільки при невеликих потужностях. Однією з областей використання випрямлячів з активно-ємнісним навантаженням є *схеми випрямлення з помноженням напруги*. Такі схеми дозволяють одержати на навантаженні випрямлену напругу, яка у кілька разів перевищує напругу на вторинній обмотці трансформатора. Принцип роботи будь-якої схеми помноження полягає у тому, що декілька конденсаторів, які по відношенню до джерела живлення під'єднані паралельно, одночасно або по чергово заряджаються через вентильні елементи. По відношенню до навантаження ці конденсатори ввімкнені послідовно. В результаті напруга на навантаженні дорівнює сумі напруг на конденсаторах. На рис. 12.11 подано схему з подвоєнням напруги. При позитивному півперіоді напруги живлення (полярність вказана без дужок) конденсатор  $C_1$  заряджається через діод  $VD_1$ . При негативному півперіоді (полярність вказана у дужках) заряджається конденсатор  $C_2$  через діод  $VD_2$ . По



відношенню до навантаження  $R_d$  обидва конденсатори ввімкнені по-  
слідково і напруга на ньому дорівнює сумі напруг на конденсаторах.  
Якщо опір навантаження  $R_d$  досить великий, напруга на ньому може  
досягати значення  $2U_m$ , де  $U_m$  — амплітудне значення напруги жив-  
лення  $u(t)$ .

Існують схеми помноження, які дозволяють одержати на наванта-  
женні напругу, яка у 3 й більше разів перевищує напругу живлення.

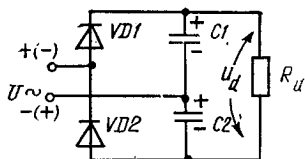


Рис. 12.11

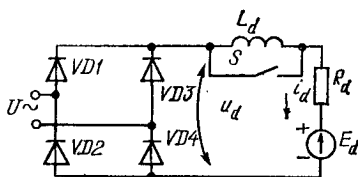


Рис. 12.12

Проте завжди треба пам'ятати, що всі подібні схеми можуть працюва-  
ти на навантаження  $R_d$  з досить великим опором (високоомні наванта-  
ження).

**Навантаження з протиЕРС.** Деякі види споживачів електричної  
енергії, які живляться від випрямлячів, мають власну ЕРС, причому  
вона напрямлена назустріч випрямленій напрузі  $u_d$  (рис. 12.12). До  
таких навантажень належать двигуни, акумулятори, ємнісні накопи-  
чувані енергії та деякі інші види навантажень. Послідовно з такими  
навантаженнями, як правило, вмикають елементи для обмеження пуль-  
сацій струму (дроселі  $L_d$  або резистор  $R_d$ ). Частково функцію обме-  
ження пульсуючого струму можуть виконувати внутрішні парамет-  
ри навантаження (активний опір та індуктивності обмоток двигуна або  
внутрішній опір акумулятора).

➤ Якщо для обмеження пульсуючого струму використовувати ре-  
зистор  $R_d$  (ключ  $S$  на рис. 12.12 замкнутий), форма струму  $i_d$  у наван-  
таженні буде такою, як показана на рис. 12.13, б. Як видно з рисунка,  
випрямлений струм  $i_d$  має переривчастий (імпульсний) характер і мо-  
же бути описаний виразом

$$i_d(t) = \frac{u_d(t) - E_d}{R_d}.$$

Очевидно, що такий режим роботи випрямляча подібний до роботи на  
ємнісне навантаження з дуже великою ємністю конденсатора  $C_d$ , по-  
слідково з яким з'єднаний обмежувальний резистор  $R_d$ . Із більшен-  
ням протиЕРС  $E_d$  пульсації струму  $i_d$  збільшуються, оскільки зменшу-  
ється час  $2\theta$  роботи вентилів. У даному режимі роботи амплітудне зна-  
чення струму вентилів значно перевищує середнє значення, що призвод-  
ить до збільшення теплових втрат у вентилях і обмотках трансформа-  
тора.

Якщо послідовно з навантаженням ввімкнути індуктивність  $L_d$  (ключ  $S$  на рис. 12.12 розімкнений), тривалість роботи вентилів зростає, а пульсації струму  $i_d$  зменшуються. Коли виконані умови

$$1) \tau = L_d/R_d > T;$$

$$2) U_{dc} > E_d,$$

струм у колі навантаження має безперервний характер (рис. 12.13,  $\theta$ ). Очевидно, що цей режим подібний до режиму роботи випрямляча на активно-індуктивне навантаження. Справді, якщо струм у колі навантаження досить добре згладжений, згідно з теоремою про компенсацію, спад напруги на активному опорі можна замінити відповідною еквівалентністю ЕРС. Таким чином, розрахунок випрямлячів, які працюють на навантаження з протиЕРС і обмежуючим дроселем у колі навантаження при безперервному струмі у навантаженні, аналогічний розрахунку випрямлячів, які працюють на активно-індуктивне навантаження. Якщо струм у колі навантаження переривчастий, аналіз процесів у навантаженні здійснюється за допомогою методу накладання.

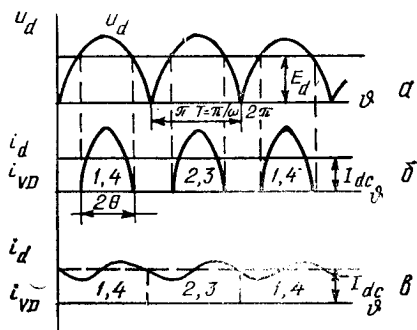


Рис. 12.13

### 12.1.3. БАГАТОФАЗНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Споживачі постійного струму середньої й великої потужності, як правило, живляться від мережі трифазного змінного струму через трифазні випрямлячі. При цьому рівномірно завантажуються всі фази мережі, випрямлена напруга має більш високу якість, оскільки зменшуються пульсації випрямленої напруги і збільшується їх частота, завдяки чому полегшується згладжування пульсацій випрямленої напруги.

Трифазний випрямляч з нульовим виводом трансформатора (трифазна нульова схема). Ця схема живиться від мережі через трифазний трансформатор  $TV$ , вторинні обмотки якого з'єднані зіркою (рис. 12.14). Аноди вентилів під'єднують до фаз вторинної обмотки. Катоди вентилів з'єднані у спільну точку, яка є позитивним полюсом випрямляча. Навантаження під'єднують між позитивним полюсом випрямляча і нульовою точкою вторинних обмоток трансформатора. У цій схемі катоди усіх вентилів мають однаковий потенціал. Отже, струм пропускати́ме той з вентилів, на аноді якого в даний момент часу найбільша позитивна напруга (рис. 12.15). Очевидно, що кожен з вентилів працюватиме 1/3 частину періоду напруги мережі живлення.

Отже, середнє значення струму кожного вентиля буде у 3 рази меншим за середній струм навантаження  $I_{dc}$ :

$$I_{VDc} = I_{dc}/3.$$

Багатофазні випрямлячі використовуються для одержання великих потужностей. Тому їх навантаження найчастіше має активно-індуктивний характер. Випрямлена напруга  $u_d$  містить три пульсації за період напруги мережі ( $m = 3$ ), отже, коефіцієнт пульсації випрямленої напруги

$$k_n = \frac{2}{m^2 - 1} = 1/4 = 0,25 = 25 \, \%.$$

Частота пульсацій випрямленої напруги  $f_n = mf_{мер} = 150$  Гц. Порівняно невеликий коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги і підвище-

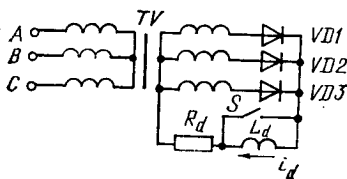


Рис. 12.14

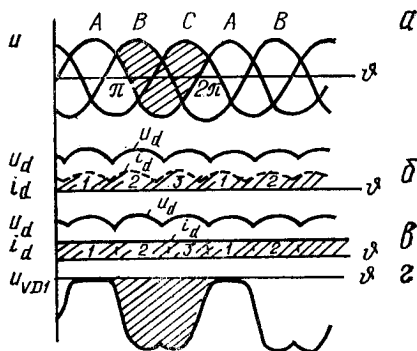


Рис. 12.15

на частота значно полегшує згладжування пульсацій струму. У зв'язку з цим при активно-індуктивному навантаженні струм навантаження буде практично згладженим. На рис. 12.15, б показані випрямлені струм і напруга при активному навантаженні, а на рис. 12.15, в — при активно-індуктивному.

Середнє значення випрямленої напруги трифазної нульової схеми  $U_{dc} = 1,17 E_2$ , де  $E_2$  — діюче значення фазної напруги на вторинній обмотці трансформатора. Отже, для того, щоб одержати на навантаженні випрямлену напругу  $U_{dc}$ , діюче значення ЕРС вторинної обмотки  $E_2$  має бути  $E_2 = 0,85 U_{dc}$ . До закритих вентилів прикладається зворотна напруга, яка дорівнює різниці напруг у фазах, до яких під'єднаний даний вентиль і вентиль, що в даний момент часу пропускає струм (рис. 12.15, а, в). Отже, до закритого вентиля прикладається лінійна напруга, і максимальна зворотна напруга на вентилі дорівнює амплітуді лінійної напруги.

$$U_{VDm} = E_{2m} \sqrt{3} = E_2 \sqrt{2} \sqrt{3} = \sqrt{6} E_2 \approx 2,1 U_{dc}.$$

Головним недоліком розглянутої схеми є те, що у вторинних обмотках трансформатора TV струм протікає тільки в одному напрямі, внаслідок чого відбувається вимушене підмагнічування осердя трансформатора. Щоб не досягалось насичення осердя, необхідно завищувати типову потужність трансформатора. Через такий недолік трифазна нульова схема має обмежене застосування.

**Трифазна мостова схема.** У трифазній мостовій схемі випрямляча (рис. 12.16) у катодній групі вентилів (VD1, VD3, VD5), спільна точка катодів якої є позитивним полюсом випрямляча, відкритий той

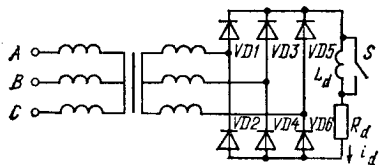


Рис. 12.16

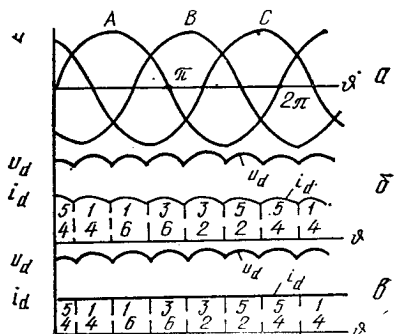


Рис. 12.17

з вентилів, на аноді якого у даний момент часу найбільш позитивна напруга В анодній групі вентилів (VD2, VD4, VD6), спільна точка анодів якої є негативним полюсом випрямляча, відкритий той з вентилів, на катоді якого у даний момент часу найбільш негативна напруга. Таким чином, у будь-який момент часу у схемі пропускають струм два вентиля: один — з катодної, а інший — з анодної групи (рис. 12.17). Випрямлена напруга, струм навантаження, а також струм через вентиля при роботі випрямляча на активне навантаження показані на рис. 12.17, б, а при роботі на активно-індуктивне навантаження — на рис. 12.17, в. З рис. 12.17 видно, що кожен з вентилів працює 1/3 частину періоду напруги мережі живлення. Отже, середнє значення струму вентиля у 3 рази менше за середнє значення струму навантаження:  $I_{VD} = I_{dc}/3$ . Кратність пульсацій випрямленої напруги  $m = 6$ . Отже, коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги  $k_p = \frac{1}{m^2 - 1} = \frac{1}{35} = 0,0286 = 2,86\%$ . Частота пульсацій  $f_p = mf_{мер} = 300$  Гц. У зв'язку з тим, що пульсації випрямленої напруги дуже малі, у багатьох випадках трифазна мостова схема використовується без додаткової згладжувальної індуктивності  $L_d$  (рис. 12.17, б). При наявності індуктивності  $L_d$  струм у навантаженні  $i_d$  практично згладжений (рис. 12.17, в). У розглянутій схемі середнє значення випрямленої напруги  $U_{dc} = 2,34 E_2$ , або в 2 рази більше, ніж у нульовій схемі.

Відповідно  $E_2 = 0,425 U_{dc}$ . Отже, для одержання того самого значення  $U_{dc}$  необхідна у 2 рази менша напруга на вторинних обмотках трансформатора, ніж у нульовій схемі. Зворотна напруга на вентилях має таку саму форму, як і у нульовій схемі. Амплітуда зворотної напруги на вентилі у 2 рази менша, ніж у нульовій схемі:  $U_{VDm} = 1,045 U_{dc}$ .

Отже, у трифазній мостовій схемі добре використовуються вентиля і трансформатор, вона дає малі пульсації випрямленої напруги, відсутнє вимушене підмагнічування трансформатора, оскільки струм у

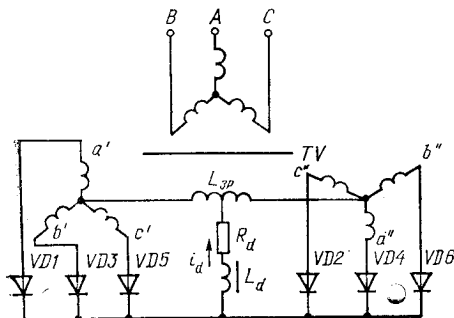


Рис. 12.18

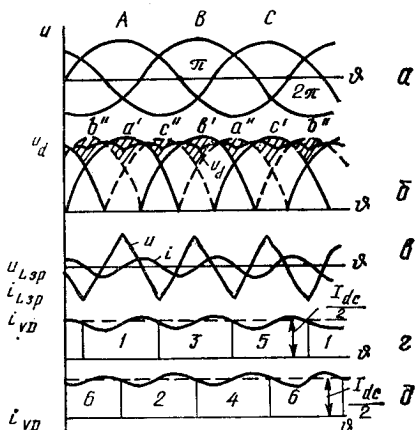


Рис. 12.19

вторинних обмотках протікає два рази на період у протилежних напрямках. Завдяки своїм позитивним властивостям трифазна мостова схема має найширше застосування. Недоліком схеми є необхідність досить великої кількості вентилів (6), а також те, що струм навантаження протікає через два послідовно ввімкнених вентиля. Це призводить до зниження ККД при низьких значеннях випрямленої напруги.

**Подвійний трифазний випрямляч із зрівнювальним дроселем.** Для побудови такої схеми трифазний трансформатор TV повинен мати на кожному стрижні по дві вторинні обмотки:  $a', b', c'$  і  $a'', b'', c''$  (рис. 12.18). Кожна група вторинних обмоток з'єднана зіркою, причому вихідні напруги двох груп обмоток змінюються у протифазі (рис. 12.19, б). До кожної групи вторинних обмоток під'єднані вентиля, які утворюють дві нульові схеми випрямлення: VD1, VD3, VD5 і VD2, VD4, VD6, що працюють на спільне навантаження  $R_d L_d$ . Коли б не було зрівнювального дроселя  $L_{zp}$ , у схемі по чергово б працювали відповідні вентиля обох випрямлячів. При цьому випрямлена напруга визначалася б максимальними значеннями напруг на вторинних обмотках трансформатора (рис. 12.19, б). Кожен вентиль працював би 1/6 частину періоду напруги мережі живлення. Його середній струм дорівнював

би  $I_{dc}/6$ , а амплітуда —  $I_{dc}$ . Такий режим відповідає режиму роботи шестифазної схеми з нульовим виводом. Якщо між нульовими точками двох груп обмоток ввімкнути зрівнювальний дросель  $L_{зр}$ , а навантаження під'єднати до середньої точки цього дроселя, характер процесів суттєво зміниться. При достатній індуктивності дроселя  $L_{зр}$  випрямлячі працюватимуть незалежно один від одного. У будь-який момент часу пропускати струм два вентиля — по одному в кожному випрямлячі. Оскільки миттєві значення випрямленої напруги двох випрямлячів різні, різниця цих напруг (заштрихована область на рис. 12.19, б) виділятиметься на зрівнювальному дроселі  $L_{зр}$  (рис. 12.19, в). При цьому в контурі, який утворений випрямлячами і дроселем  $L_{зр}$ , минаючи навантаження, протікатиме зрівнювальний струм  $i_{зр}$ , форма якого показана на рис. 12.19, г. Оскільки навантаження під'єднане до середньої точки зрівнювального дроселя, випрямлена напруга  $u_d(t)$  у будь-який момент часу дорівнюватиме півсумі випрямлених напруг двох випрямлячів (рис. 12.19, 5). Як видно з рисунка, кратність пульсацій випрямленої напруги для даного режиму  $m = 6$ , а частота пульсацій  $f_n = mf_{мер} = 300$  Гц. Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги

$$k_n = 2/(m^2 - 1) \approx 0,057 \approx 6 \%$$

Середнє значення випрямленої напруги цієї схеми  $U_{dc} = 1,17 E_2$ . Оскільки струм зрівнювального дроселя  $i_{L_{зр}}$  протікає через вентиля випрямлячів навіть при дуже великій індуктивності навантаження  $L_d$ , коли струм навантаження  $i_d$  добре згладжений, струм, який протікає через вентиля  $i_{VD} = i_d/2 + i_{L_{зр}}$ , буде пульсуючим (рис. 12.19, г, д). Кожен ventиль працює 1/3 частину періоду мережі живлення. Оскільки через кожен випрямляч протікає половина струму навантаження  $I_{dc}/2$ , середнє значення струму вентилів  $I_{VD} = \frac{I_{dc}/2}{3} = I_{dc}/6$ , а амплітудне значення близьке до  $I_{dc}/2$ . Амплітудне значення зрівнювального струму  $I_{L_{зр}}$  не залежить від струму навантаження  $I_d$ . При зменшенні струму навантаження до деякої критичної величини  $\frac{I_{dcrit}}{2} = I_{L_{зр}}$  вентиля працюватимуть менше, ніж 1/3 частину періоду напруги живлення. При цьому паралельна робота випрямлячів припиняється, і схема працюватиме, як шестифазний випрямляч з нульовим виводом. При цьому середнє значення випрямленої напруги зростає до  $U_{dc} = 1,35 E_2$ , секції дроселя  $L_{зр}$  відіграють ту саму роль, що й індуктивності розсіювання обмоток трансформатора — впливають на комутацію вентилів у відповідному випрямлячі.

Якщо треба вибрати схему трифазного випрямляча для одержання у навантаженні постійної напруги  $U_d$  і потужності  $P_d$ , необхідно враховувати такі особливості розглянутих схем випрямлячів.

Трифазна схема з нульовим виводом є найпростішою, вона містить найменшу кількість вентилів (3). Має більш високий ККД, ніж мосто-

ва оскільки струм навантаження завжди протікає тільки через один послідовно ввімкнений вентиль.

У трифазній мостовій схемі до вентилів прикладається зворотна напруга у 2 рази менша, ніж у двох інших схемах. Необхідна у 2 рази менша напруга на вторинних обмотках трансформатора. Відсутнє вимушене підмагнічування осердя трансформатора. Із мережі живлення споживається синусоїдальний струм. Габаритна потужність трансформатора мінімальна. Схема може бути реалізована і без трансформатора.

У трифазній схемі із зрівнювальним дроселем також відсутнє вимушене підмагнічування осердя. Струм навантаження, на відміну від мостової схеми, протікає не послідовно, а паралельно через два вентиля, внаслідок чого схема має найвищий ККД.

Із проведеного порівняння можна зробити висновок, що найбільш широке застосування має трифазна мостова схема. Якщо треба одержати низьке значення випрямленої напруги ( $U_d < 100$  В) і дуже великі струми в навантаженні ( $I_d > 500 \dots 1000$ ) А, трифазний випрямляч із зрівнювальним дроселем матиме переваги над іншими схемами.

**Явище комутації у випрямлячах.** Розглядаючи процеси у випрямлячах, слід враховувати такі параметри, як індуктивність розсіювання в обмотках трансформатора та індуктивність фаз мережі живлення. У випрямлячах невеликої потужності вплив цих параметрів на роботу схеми незначний і їх, як правило, не враховують. У випрямлячах середньої і великої потужності ці параметри суттєво впливають на процеси у схемі і їх треба враховувати. Розглянемо вплив індуктивностей розсіювання (індуктивностей фаз) на процеси у випрямлячі на прикладі трифазної схеми з нульовим виводом, ввівши замість них еквівалентні індуктивності  $L_s$ , які приведені до вторинних обмоток трансформатора (рис. 12.20). Вважатимемо, що індуктивності  $L_s$  у всіх фазах однакові.

Якби не було індуктивностей  $L_s$ , то в момент часу, який відповідає точці  $\phi_1$  (рис. 21.21, а), працюючий до цього часу вентиль VD3 вимкнувся б, а замість нього ввімкнувся б вентиль VD1. Однак внаслідок того, що струм в індуктивностях  $L_s$  не може миттєво змінитись, протягом деякого інтервалу часу  $\gamma$  одночасно працюватимуть два вентиля: VD3 і VD1, причому у вентилі VD3 струм спадатиме, а у VD1 — наростатиме. Якщо струм у навантаженні добре згладжений ( $i_d = I_{dc}$ , рис. 12.21, б), сума струмів вентилів буде сталою  $i_{VD3} + i_{VD1} = I_d$  (рис. 12.21, в). Інтервал часу одночасної роботи вентилів  $\gamma$  називається інтервалом комутації. Явище комутації пов'язане з тим, що у процесі роботи в індуктивностях  $L_s$  накопичується енергія, для запасання і розсіювання якої потрібен певний час. Оскільки енергія, що запасається індуктивністю  $W_L = LI^2/2$ , тривалість інтервалу комутації буде тим більшою, чим більші індуктивність розсіювання фаз  $L_s$  і струм навантаження  $I_d$ . У зв'язку з тим, що на інтервалі комутації навантаження отримує енергію від двох фаз, випрямлена на-

пруга на навантаженні  $u_d$  визначатиметься півсумою напруг фаз, до яких під'єднані вентилі, що пропускають струм (рис. 12.21, з). Внаслідок цього у випрямленій напрузі  $u_d$  з'являються «вирізані» ділянки (на рис. 12.21, з заштриховані). Отже, середнє значення випрямленої напруги  $U_{dc}$  при наявності комутації буде меншим. Причому із збільшенням струму навантаження  $I_d$  середнє значення випрямленої напруги  $U_{dc}$  зменшуватиметься. Наявність у випрямленій напрузі «вирі-

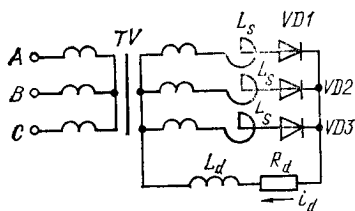


Рис. 12.20

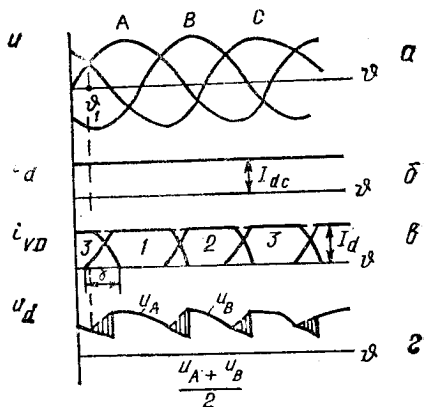


Рис. 12.21

заних» ділянок призводить до збільшення коефіцієнта пульсацій випрямленої напруги.

Розглянуте явище має місце у всіх випрямлячах, однак помітно проявляється у випрямлячах середньої і великої потужності, де його обов'язково треба враховувати.

**Навантажувальна (зовнішня) характеристика випрямлячів.** Навантажувальна характеристика — це залежність середнього значення випрямленої напруги від струму навантаження

$$U_{dc} = f(I_{dc}).$$

У випрямлячах, як і в інших пристроях електроживлення, навантажувальна характеристика спадаюча, тобто із збільшенням середнього значення струму навантаження  $I_{dc}$  випрямлена напруга  $U_{dc}$  зменшується. Це пов'язано з тим, що із збільшенням струму навантаження збільшується спад напруги на активних опорах елементів схеми випрямляча (вентиліях, обмотках трансформатора, з'єднувальних проводах), а також збільшуються втрати напруги, пов'язані з явищем комутації. Навантажувальну характеристику випрямлячів можна описати таким виразом

$$U_{dc} = U_{dcm} - I_{dc}r - I_{dc}x = U_{dcm} - I_{dc}(r + x),$$



де  $U_{dcm}$  — середнє значення випрямленої напруги у режимі холостого ходу ( $I_{dc} = 0$ );  $r$  — еквівалентний активний опір, який враховує опір вентилів, обмоток трансформатора і з'єднувальних проводів, які ввімкнені послідовно з навантаженням;  $x$  — еквівалентний опір, що враховує зменшення напруги на навантаженні, пов'язане з явищем комутації ( $x = m\omega L_g/2\pi$ ). Типовий графік навантажувальної характеристики випрямляча наведений на рис. 12.22. Сума опорів  $r + x = r_i$

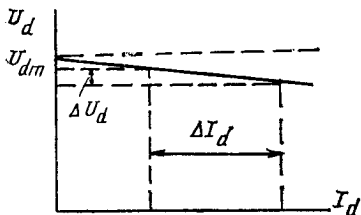


Рис. 12.22

часто називається еквівалентним внутрішнім опором випрямляча. У випрямлячах малої потужності звичайно  $r \gg x$ . Тому параметр  $x$ , як правило, не враховують. У випрямлячах великої потужності  $x \gg r$ , тому параметр  $r$  можна не враховувати. У випрямлячах середньої потужності параметри  $x$  і  $r$  мають один порядок, і треба враховувати обидва параметри. Слід пам'ятати, що параметр  $r$  враховує спад напруги, пов'язаний з втратами потужності у випрямлячі, а параметр  $x$  лише характеризує зменшення випрямленої напруги, пов'язане зі спадом напруги на індуктивностях розсіювання на інтервалах комутації. Еквівалентний внутрішній опір випрямляча  $r_i$  можна визначити з експериментально знятої навантажувальної характеристики  $r_i = \Delta U_d / \Delta I_d$  (рис. 12.22).

#### 12.1.4. КЕРОВАНІ ВИПРЯМЛЯЧІ

Дуже часто виникає потреба не тільки випрямити змінну напругу, а й забезпечити плавне регулювання середнього значення випрямленої напруги  $U_{dc}$  (наприклад, для регулювання швидкості двигунів, струму заряджання акумуляторів і т. ін.). Середнє значення випрямленої напруги випрямлячів, які побудовані на некерованих вентилях — діодах, залежить від напруги на вторинній обмотці трансформатора. У зв'язку з цим регулювання напруги на навантаженні можливе лише зміною напруги на вторинній обмотці (наприклад, за допомогою автотрансформатора), що не завжди зручно. Якщо в випрямлячі замість некерованих вентилів — діодів використовувати керовані вентилялі — тиристори, момент вмикання яких змінювати за допомогою спеціальної системи керування, одержимо керований випрямляч, який, крім випрямлення змінної напруги, одночасно забезпечує можливість регулювання середнього значення випрямленої напруги.

**Однофазна мостова схема.** У однофазній мостовій схемі можна усі чотири діоди замінити тиристорами, однак це не є принципово необхідним. Оскільки у мостовій схемі послідовно з навантаженням завжди ввімкнені два вентиля, досить, щоб хоч один із них був керованим. Розглянемо роботу мостового випрямляча, у якого як вентилялі у катод-

ній групі використовуються тиристори (рис. 12.23). При позитивній полярності напруги живлення (вказана без дужок), поки на тиристорі від системи керування СК не поданий керуючий сигнал  $i_k$ , вони будуть закриті, і напруга на навантаженні дорівнюватиме нулю. У момент часу  $\vartheta = \alpha$  від системи керування СК на тиристор VS1 подається керуючий сигнал. Тиристор відкривається і до навантаження прикладається протягом частини півперіоду синусоїди вхідної напруги (рис. 12.24, а, б, в). У момент часу  $\vartheta = \pi$  напруга в мережі змінює по-

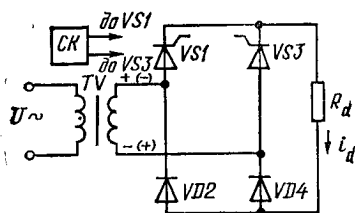


Рис. 12.23

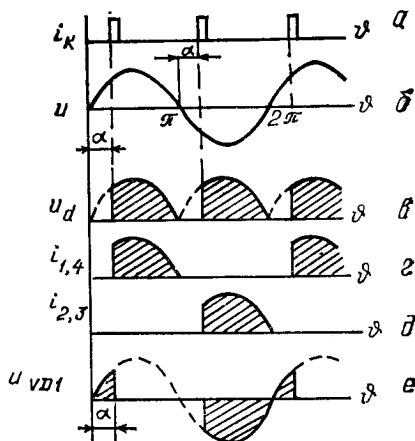


Рис. 12.24

лярність, і під дією зворотної напруги тиристор VS1 закривається. Напруга на навантаженні  $u_d$  знову дорівнює нулю. У момент часу  $\vartheta = \pi + \alpha$  від системи керування надходить імпульс для відкривання тиристора VS2 і до навантаження знову прикладена частина півперіоду синусоїди вхідної напруги. Зміщуючи момент подавання імпульсу керування відносно моменту проходження через нуль напруги мережі живлення, подають на навантаження більшу або меншу частину півперіоду напруги живлення, чим регулюється середнє значення випрямленої напруги. Інтервал (електричний кут) затримки відкривання вентилі  $\alpha$ , який відраховується відносно моменту природного відкривання вентилі, називається к у т о м к е р у в а н н я. Середнє значення випрямленої напруги залежить від кута керування  $\alpha$ :

$$U_{dca} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{E_{2m}}{\pi} \left| -\cos \vartheta \right|_{\alpha}^{\pi} = \\ = \frac{E_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha).$$

Якщо кут керування  $\alpha = 0$ , керований випрямляч працює аналогічно

некерованому і середнє значення випрямленої напруги

$$U_{dc\alpha} = U_{dc0} = 2E_{2m}/\pi.$$

З урахуванням цього залежність середнього значення випрямленої напруги від кута керування, яка називається *регулювальною характеристикою випрямляча*, може бути описана так:

$$U_{dc\alpha} = U_{dc0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

Графік регулювальної характеристики подано на рис. 12.25. З графіка видно, що із зміною кута керування  $\alpha$  від 0 до  $\pi$  (від  $0^\circ$  до  $180^\circ$ ) се-

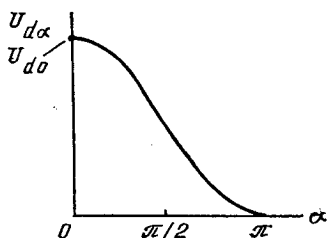


Рис. 12.25

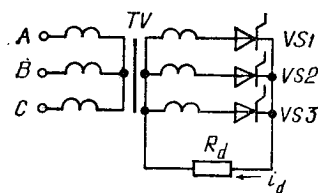


Рис. 12.26

реднє значення випрямленої напруги  $U_{d\alpha}$  плавно змінюється від максимального значення  $U_{d0}$  до нуля. Таким чином, основна перевага керованого випрямляча — це можливість плавного регулювання середнього значення випрямленої напруги на навантаженні. Проте, коли використовуються керовані випрямлячі, виникають такі ускладнення:

1) треба вводити додатковий пристрій — систему керування, у силовій частині схеми діоди треба замінити тиристорами, що ускладнює схему і збільшує її вартість;

2) збільшується коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги, особливо при великих кутах керування, внаслідок чого для згладжування пульсацій треба використовувати досить громіздкі фільтри;

3) при регулюванні збільшується фазовий зсув першої гармоніки струму, який споживається від мережі, відносно напруги мережі, що призводить до зниження коефіцієнта потужності із збільшенням кута керування  $\alpha$ .

**Трифазні керовані випрямлячі.** Їх будова аналогічна однофазним, у яких замість некерованих вентилів — діодів — ввімкнені керовані вентиля — тиристири. Система керування трифазного випрямляча складніша, ніж однофазного, оскільки для керування кожним тиристором треба мати окремий канал. Розглянемо будову керованого випрямляча на прикладі трифазної нульової схеми (рис. 12.26).

У керованих випрямлячах кут керування  $\alpha$  відраховується від моменту природного відкриття вентилів. Для однофазних випрямлячів

цей момент збігається з моментом проходження напруги мережі через нуль. Для трифазних випрямлячів моментом природного відкривання вентилів є момент рівності напруг на сусідніх фазах (рис. 12.27). При куті керування  $\alpha = 0$  робота керованого випрямляча не відрізняється від роботи некерованого випрямляча (рис. 12.27, а). При кутах керування  $\alpha = (0^\circ \dots 30^\circ)$  випрямлена напруга  $u_d$  і струм  $i_d$  навіть при чисто активному навантаженні є безперервними (рис. 12.27, б). При цьому середнє значення випрямленої напруги

$$U_{d\alpha} = U_{d0} \cos \alpha.$$

Кожен вентиль пропускає струм протягом 1/3 частини періоду напруги мережі. При кутах керування  $\alpha > 30^\circ$  випрямлена напруга і струм мають переривчастий характер (рис. 12.27, в, г). При цьому тривалість протікання струму через вентилі стає меншою від 1/3 частини періоду напруги мережі, а середнє значення випрямленої напруги можна визначити із виразу

$$U_{d\alpha} = \frac{U_{d0}}{\sqrt{3}} [1 + \cos(30^\circ + \alpha)].$$

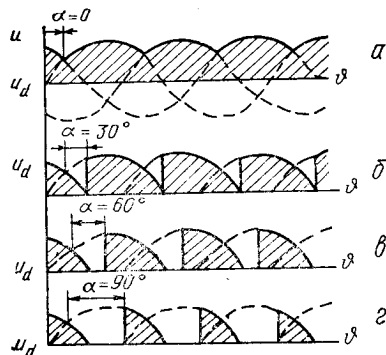


Рис. 12.27

При роботі цієї схеми на активне навантаження максимальний кут керування  $\alpha_{\max} = 150^\circ$ . При цьому куті керування середнє значення випрямленої напруги  $U_{d\alpha} = 0$ .

У трифазній мостовій схемі, побудованій на тиристорах, як і в некерованому випрямлячі одночасно працюють два тиристири, один з катодної, а інший з анодної групи. При кутах керування  $\alpha = (0^\circ \dots 60^\circ)$  випрямлена напруга і струм безперервні. Якщо кут керування  $\alpha > 60^\circ$ , напруга і струм у навантаженні мають переривчастий характер. При максимальному куті керування  $\alpha_{\max} = 120^\circ$ , середнє значення напруги на навантаженні  $U_{d\alpha} = 0$ . При вмиканні випрямляча, а також при його роботі у режимі переривчастого струму на тиристорі треба подавати «довгі» імпульси керування, тривалість яких більше  $60^\circ$ , або два «коротких» імпульси, які йдуть один за одним через  $60^\circ$ , оскільки у схемі одночасно працюють два вентилі. Тому в момент вмикання або при переривчастих струмах кожного разу необхідно забезпечувати одночасне вмикання двох вентилів. Оскільки випрямляч складається з шести керованих вентилів — тиристорів, система керування повинна мати 6 вихідних каналів. Таким чином, система керування трифазним мостовим випрямлячем — досить складний пристрій.

**Робота керованих випрямлячів на активно-індуктивне наванта-**

ження. Керовані випрямлячі найчастіше використовуються для живлення споживачів постійного струму середньої і великої потужності. Вони дозволяють регулювати напругу на навантаженні за заданим законом або ж підтримувати її на заданому рівні (стабілізувати) при змінах напруги мережі живлення. Такі випрямлячі, як правило, працюють на навантаження, яке має активно-індуктивний характер. Розглянемо роботу керованого випрямляча на активно-індуктивне навантаження на прикладі однофазної нульової схеми (рис. 12.28). Вважати-

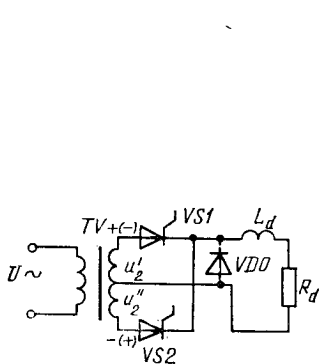


Рис. 12.28

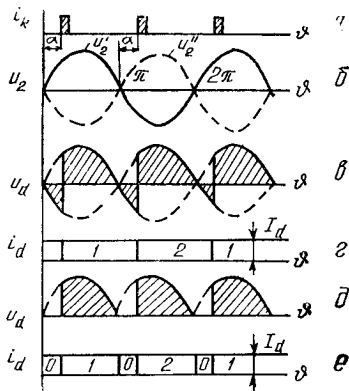


Рис. 12.29

мо, що індуктивність навантаження  $L_d$  досить велика і струм навантаження  $i_d$  добре згладжений (рис. 12.29).

При позитивному півперіоді напруги живлення (полярність вказана без дужок) у момент  $\vartheta = \alpha$  відкривається тиристор VS1. У момент часу  $\vartheta = \pi$  цей тиристор повинен закритися, оскільки полярність напруги в мережі змінюється на протилежну. Однак до цього моменту часу в індуктивності  $L_d$  накопичений запас енергії, і струм у ній не може миттєво припинитися. Тому струм навантаження протікатиме в тому самому напрямі, замикаючись по колу  $L_d - R_d - u_2' - VS1 - L_d$ . Цей струм підтримує тиристор VS1 у відкритому стані. В результаті у випрямленій напрузі  $u_d$  з'являються ділянки з негативною напругою (рис. 12.29, в). У момент часу  $\vartheta = \pi + \alpha$ , коли відкривається тиристор VS2, до тиристора VS1 прикладена зворотна напруга, яка дорівнює сумі напруг  $u_2' + u_2''$ . При цьому тиристор VS1 закривається, а струм навантаження переходить у тиристор VS2. Для розглянутого випадку регульовальна характеристика випрямляча може бути описана виразом

$$U_{dca} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} E_{2m} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{E_{2m}}{\pi} \left| -\cos \vartheta \right|_{\alpha}^{\pi+\alpha} = \frac{2E_{2m}}{\pi} \cos \alpha = U_{dco} \cos \alpha.$$

Із формули випливає, що вже при  $\alpha = 90^\circ$  середнє значення випрямленої напруги  $U_{dca} = 0$ . Це пов'язано з тим, що при  $\alpha = 90^\circ$  площі позитивних і негативних ділянок випрямленої напруги  $u_d$  стають однаковими (рис. 12.29, в). Якщо в схему ввести додатковий «нульовий» вентиль VD0, негативні ділянки у випрямленій напрузі ліквідуються (рис. 12.29, д), і регульовальна характеристика буде такою самою, як і при чисто активному навантаженні (рис. 12.30). Це пов'язано з тим, що у момент  $\vartheta = \pi$ , коли напруга у мережі змінює полярність, відкривається вентиль VD0, і тиристор VS1 закривається. При цьому струм навантаження замикатиметься по колу  $L_a - R_a - VD0 - L_a$ . Аналогічні режими роботи мають місце і в багатофазних керованих випрямлячах, які працюють на активно-індуктивне навантаження.

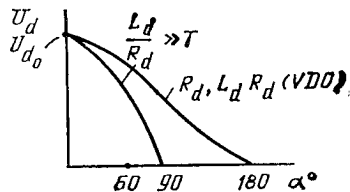


Рис. 12.30

Випрямлячі з «нульовим» вентилем характеризуються більш широким діапазоном зміни кута керування  $\alpha$ . У зв'язку з цим їх регульовальна характеристика є більш плавною. Крім того, такі випрямлячі мають вищий коефіцієнт потужності. Проте при відсутності «нульового» вентиля перетворювач може працювати в особливому режимі — режимі інвертора, веденого мережею.

## 12.2. ІНВЕРТОРИ, ВЕДЕНІ МЕРЕЖЕЮ

Інвертування — процес, зворотний випрямленню, а інвертор — це пристрій для перетворення енергії джерела постійного струму в енергію змінного струму. Схема інвертора, веденого мережею, така сама, як і схема керованого випрямляча, що працює на активно-індуктивне навантаження. При кутах керування  $0^\circ < \alpha < 90^\circ$  перетворювач працює у режимі керованого випрямляча, і енергія з мережі змінного струму передається у навантаження — споживач постійного струму. При кутах керування  $\alpha > 90^\circ$ , згідно регульовальній характеристиці  $U_{dca} = U_{dco} \cos \alpha$ , середнє значення випрямленої напруги  $U_{dca} < 0$ . При цьому напрям протікання струму навантаження  $i_d$  не повинен змінюватися. Оскільки середні значення випрямленої напруги  $U_{dc}$  і струму  $I_{dc}$  мають протилежні знаки, мережа змінного струму виступає не як джерело, а як споживач електричної енергії. Якщо в такому режимі, як навантаження, використовувати джерело постійного струму, напрям потоку енергії зміниться і вона передаватиметься з навантаження (джерела постійного струму) у мережу змінного струму.

Розглянемо принцип роботи інвертора, веденого мережею, на прикладі двофазного перетворювача, який працює на двигун постійного струму (рис. 12.31).

Коли електрична машина працює в режимі двигуна, полярність на-

пруги  $U_d$  на її клеммах має бути такою, як вказано у дужках. Для цього перетворювач повинен працювати в режимі керованого випрямляча при кутах керування  $\alpha < 90^\circ$ . Під час гальмування двигун починає працювати як генератор. Полярність напруги на його клеммах змінюється на протилежну (вказана без дужок). Для того, щоб кінетична енергія навантаження двигуна не втрачалась, перетворювач переводять у режим інвертора, веденого мережею, збільшуючи кут керування до  $\alpha > 90^\circ$ . Наприклад, у момент  $\vartheta = \alpha$  відкривається тиристор

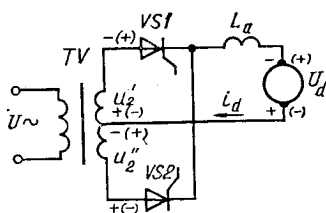


Рис. 12.31

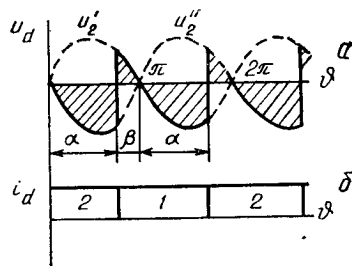


Рис. 12.32

VS1 (рис. 12.32). При цьому тиристор VS2, який працював раніше, закривається і струм навантаження  $I_d$  переходить у вторинну обмотку  $u_2$ . Починаючи з моменту часу  $\vartheta = \pi$ , полярність напруги  $u_2$  буде такою, як вказано без дужок. Струм навантаження не змінює свого напрямку. Отже, в інтервалі  $\pi \dots \pi + \alpha$  струм протікає назустріч напрузі  $u_2$ . При цьому енергія від двигуна постійного струму через трансформатор TV передається у мережу змінного струму. Аналогічно працює тиристор VS2.

Таким чином, роль тиристорів при інвертуванні струму зводиться до ролі ключів, які по чергові замикають коло джерела постійного струму на одну із вторинних обмоток, а саме на ту, де напруга негативна. Дросель  $L_d$  забезпечує режим безперервного протікання струму в колі навантаження. Для нормальної роботи схеми кут керування  $\alpha$  повинен бути менше  $\pi$ . Це необхідно для того, щоб тиристор, який працював до цього, встигнув відновити свої вентиляльні властивості (на інтервалі  $\alpha \dots \pi$  до тиристора, який закрився, буде прикладена зворотна напруга). Крім того, черговий тиристор може бути ввімкнений тоді, коли між анодом і катодом прикладена позитивна напруга. Ця умова також виконується тільки при кутах керування  $\alpha < \pi$ . Таким чином, тиристори повинні вмикатися з деяким випередженням відносно моменту зміни полярності напруги мережі. Кут  $\beta = \pi - \alpha$  називається кутом випередження. Якщо потужність перетворювача досить велика, помітний час триватиме інтервал комутації вентилів  $\gamma$ . У цьому разі кут випередження повинен бути достатнім, щоб відбулася комутація і тиристор, який вимкнувся, відновив свої вентиляльні

властивості:

$$\beta \geq \gamma + \omega t_q,$$

де  $t_q$  — час вимкнення тиристора.

Якщо ця умова не буде виконана, у момент  $\vartheta = \pi$  тиристор VS2 не встигне відновити вентиляльну властивість. При  $\vartheta = \pi$  на ньому з'являється позитивна напруга і він повторно вмикається, а тиристор VS1 — вимикається. До навантаження буде прикладена позитивна напруга (полярність вказана у дужках). При цьому струм навантаження зростатиме й процес інвертування зривається. Такий режим є аварійним і називається **перевертанням інвертора**.

Таким чином, крім того, що мережа змінного струму є навантаженням перетворювача, вона одночасно виконує функцію комутації (вимикання) тиристорів. При цьому частота роботи перетворювача визначається частотою мережі. Тому розглянуті інвертори називаються інверторами, веденими мережею. Ці інвертори побудовані на керованих вентилях (тиристорах), оскільки більшу частину неробочого інтервалу до вентилів прикладена пряма напруга. Аналогічний принцип роботи і багатofазних інверторів, ведених мережею.

### 12.3. РЕГУЛЯТОРИ ЗМІННОЇ НАПРУГИ

Якщо послідовно з навантаженням, яке живиться від мережі змінного струму, ввімкнути який-небудь ключ змінного струму і забезпечити відповідне керування, одержимо регулятор змінної напруги. Такі регулятори дозволяють регулювати діюче значення напруги на навантаженні. Одним із способів регулювання змінної напруги є фазове регулювання, при якому змінюється час замкненого стану ключа змінного струму в межах напівперіоду напруги мережі живлення.

**Фазові регулятори.** Фазове регулювання змінної напруги здійснюється трьома способами:

1) вмиканням силового ключа із запізненням відносно моменту природного ввімкнення і вимиканням його у момент природного вимкнення (рис. 12.33, а);

2) вмиканням силового ключа у момент природного ввімкнення і вимиканням з випередженням відносно моменту природного вимкнення (рис. 12.33, б);

3) вмиканням силового ключа із запізненням відносно моменту природного ввімкнення і вимиканням з випередженням відносно моменту природного вимкнення (рис. 12.33, в).

Характерною особливістю усіх способів фазового регулювання змінної напруги є те, що частота змінної напруги на навантаженні  $u_d$  збігається з частотою напруги мережі живлення  $u_{\text{мер}}$ .

Найпростіший перший спосіб регулювання (рис. 12.33, а) з вимиканням ключа в момент природного вимкнення. Для його реалізації



можна використовувати ключі змінного струму на базі тиристорів або симісторів, природне вимкнення яких відбувається при зміні полярності прикладеної напруги. Для реалізації двох інших способів треба використовувати повністю керовані ключі змінного струму на базі транзисторів або двоопераційних тиристорів. При використанні звичайних тиристорів необхідні вузли примусової комутації.

Залежність діючого значення напруги на навантаженні  $U_d$  від кута керування  $\alpha$  ( $\beta$ ) називається регулювальною характеристикою. На

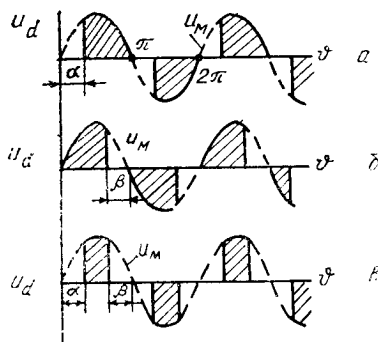


Рис. 12.33

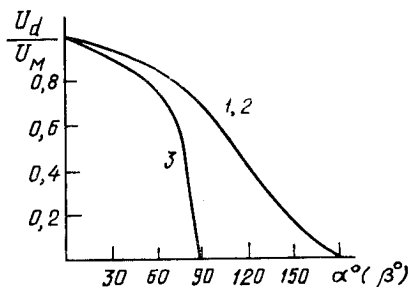


Рис. 12.34

рис. 12.34 наведені графіки регулювальних характеристик для трьох способів регулювання у відносних одиницях. Для третього способу регулювання припускається, що кут запізнення  $\alpha$  дорівнює куту випередження  $\beta$ .

При фазовому методі регулювання форма струму, який споживається від мережі, відрізняється від синусоїдальної. Змінний несинусоїдальний струм можна подати у вигляді суми гармонічних складових. У навантаження корисна (активна) потужність передається тільки першою гармонікою струму. Вищі гармоніки при цьому не беруть участі. За їх рахунок відбувається лише марний обмін енергією між мережею і навантаженням. Для оцінки ступеня спотворення струму, який споживається від мережі, вводять такий параметр, як коефіцієнт спотворень  $v$ , що дорівнює відношенню діючого значення першої гармоніки до діючого значення струму, який споживається від мережі

$$v = I_{(1)}/I.$$

Якщо перша гармоніка струму, що споживається від мережі  $I_{(1)}$ , має фазовий зсув  $\varphi_{(1)}$  відносно напруги живлення, активна потужність, яка споживається від мережі, дорівнюватиме

$$P = UI_{(1)} \cos \varphi_{(1)}.$$

Очевидно, що повна (уявна) потужність, яка споживається із мережі  $S=UI$ , у даному випадку буде більшою, ніж активна (корисна) потужність  $P$ , що виділяється у навантаженні. Для оцінки ефективності споживання активної потужності із мережі даним навантаженням вводять такий параметр, як коефіцієнт потужності, що дорівнює відношенню активної потужності до повної:

$$\chi = P/S.$$

З урахуванням введених вище позначень,

$$\chi = \frac{UI_{(1)} \cos \varphi_{(1)}}{UI} = \cos \varphi_{(1)}.$$

Таким чином, чим більший ступінь спотворення струму, який споживається із мережі, і чим більший фазовий зсув першої гармоніки струму відносно напруги живлення, тим менший коефіцієнт потужності  $\chi$ . Незалежно від того, яка активна потужність  $P$  споживається від мережі, установлена потужність обладнання (трансформатори, товщина провідників, міцність ізоляції) визначається повною потужністю  $S$ , яка споживається від мережі. Отже, для ефективнішого використання устаткування, а також енергії, яка споживається від мережі, треба підвищувати коефіцієнт потужності споживачів ( $\chi \rightarrow 1$ ).

Якщо порівняти коефіцієнт потужності для трьох способів фазового регулювання (рис. 12.33), то виявиться, що незалежно від способу

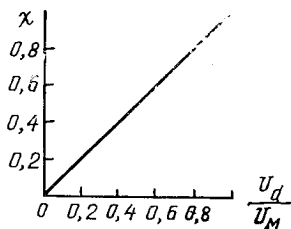


Рис. 12.35

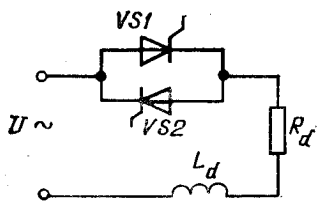


Рис. 12.36

він дорівнює відношенню діючого значення напруги на навантаженні  $U_d$  до діючого значення напруги мережі  $U_{\text{мер}}$

$$\chi = U_d/U_{\text{мер}}.$$

Таким чином, навіть для третього способу фазового регулювання (рис. 12.33, в) у випадку, коли  $\alpha = \beta$  і  $\cos \varphi_{(1)} = 1$ , коефіцієнт потужності має те саме значення, що й для інших способів. Це пов'язано з тим, що третій спосіб регулювання характеризується більшими спотвореннями струму, який споживається від мережі. Графік залежності коефіцієнта потужності фазового регулятора від відносного значення діючої напруги на навантаженні, поданий на рис. 12.35.

Розглянемо більш докладно роботу фазового регулятора змінної напруги, який реалізує перший спосіб регулювання. Як силовий ключ змінного струму в регуляторі використовується зустрічно-паралельно ввімкнені тиристори VS1 і VS2 (рис. 12.36). При роботі цього регулятора на чисто активне навантаження  $R_d$  форма струму в ньому збігається з формою прикладеної напруги (рис. 12.37, а). Якщо навантаження є активно-індуктивним, струм у ньому змінюватиметься більш плавно. Тому тривалість  $\lambda$  протікання струму через тиристор буде більшою,

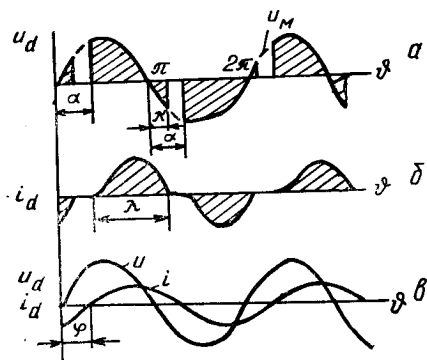


Рис. 12.37

ніж при чисто активному навантаженні ( $\lambda > \pi - \alpha$ , рис. 12.37, б). У момент  $\vartheta = \alpha$  відкривається тиристор VS1 і до навантаження прикладається частина напівперіоду напруги мережі  $u_{мер}$ . Струм у навантаженні починає зростати. У момент  $\vartheta = \pi$  полярність напруги у мережі змінюється на протилежну. Однак за рахунок енергії, яка накопичена в індуктивності навантаження  $L_d$ , струм протягом деякого інтервалу часу  $\lambda'$  продовжує протікати у тому самому напрямі через тиристор VS1. При цьому напруга на навантаженні повторює напругу мережі. У момент  $\vartheta = \pi + \lambda'$  струм у навантаженні спадає до нуля, і тиристор VS1 закривається. На інтервалі від  $\pi + \lambda'$  до  $\pi + \alpha$  обидва тиристори закриті, і напруга на навантаженні дорівнює нулю. У момент  $\vartheta = \pi + \alpha$  відкривається тиристор VS2, і процеси повторюються. Очевидно, що на інтервалі  $\alpha \dots \pi$ , коли струм і напруга на навантаженні позитивні, енергія надходить із мережі у навантаження. На інтервалі  $\pi \dots (\pi + \lambda')$ , коли напрями струму і напруги в навантаженні протилежні, енергія, яка була накопичена в індуктивності навантаження  $L_d$ , частково повертається у мережу. Із зміною кута керування  $\alpha$  змінюватиметься діюче значення напруги на навантаженні. Однак, на відміну від чисто активного навантаження, ця напруга залежатиме не тільки від кута керування  $\alpha$ , а й від сталої часу кола навантаження  $\tau_d = L_d/R_d$ . Чим більше  $\tau_d$ , тим більшими будуть тривалість інтервалу  $\lambda'$  і діюче значення напруги на навантаженні  $U_d$ . Із зменшенням кута керування  $\alpha$  пауза у протіканні струму навантаження скорочується, і при деякому критичному значенні кута керування  $\alpha_{crit}$  пауза зникає. Можна показати, що  $\alpha_{crit} = \varphi = \arctg(\omega_m L_d/R_d)$ , де  $\omega_m$  — частота напруги мережі живлення. У цьому випадку напруга і струм у навантаженні є чисто синусоїдальними, причому струм запізнюється відносно напруги на кут  $\varphi$  (рис. 11.37, в). Тривалість протікання струму через кожний тиристор  $\lambda = \pi$ . Отже, навантаження весь час під'єд-

нане до мережі. При подальшому зменшенні кута керування ( $\alpha < \varphi$ ) за умови, що тривалість імпульсів керування тиристорами буде більшою за  $\varphi - \alpha$ , струм і напруга на навантаженні не змінюються, оскільки навантаження весь час приєднане до мережі. Таким чином, регулювання напруги на навантаженні можливе тільки при кутах керування  $\varphi < \alpha < \pi$ . Так, наприклад, при чисто індуктивному на-

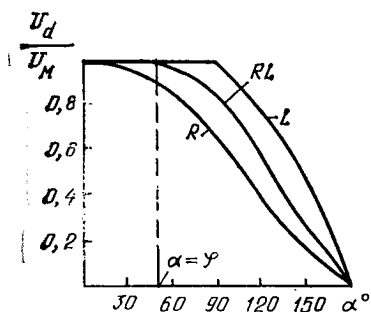


Рис. 12.38

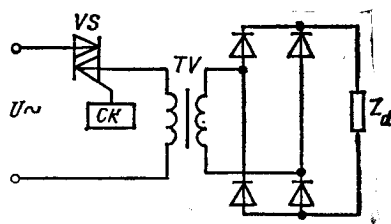


Рис. 12.39

вантаженні ( $\varphi = \pi/2$ ) діапазон зміни кута керування  $\alpha$  становить  $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$ . Регульовальні характеристики розглянутого фазового регулятора в залежності від характеру навантаження подані на рис. 12.38. Аналогічно побудовані фазові регулятори змінної напруги, які живляться від багатофазної мережі.

Фазові регулятори широко використовуються для регулювання діючого значення змінної напруги на навантаженні (наприклад, у регуляторах освітлення). Іншою галуззю застосування є регулювання напруги живлення некерованих випрямлячів. У деяких випадках, коли необхідно одержати на навантаженні значні напруги (високовольтні випрямлячі) або малі напруги і значні струми (низьковольтні випрямлячі), виникає необхідність використовувати відповідно послідовне і паралельне ввімкнення вентилів у випрямлячі. При цьому значно ускладнюється система керування, оскільки виникає необхідність синхронно керувати великою кількістю вентилів. Крім того, у високовольтних випрямлячах виникає проблема забезпечення електричної розв'язки (ізоляції) високовольтного силового кола і системи керування. Тому в подібних випадках доцільно регулювання здійснювати зі сторони змінного струму за допомогою фазового регулятора, який вмикається в коло первинної обмотки трансформатора. Регульована змінна напруга подається на вторинну обмотку трансформатора TV, де вона випрямляється звичайним некерованим випрямлячем (рис. 12.39). Така будова високовольтних або низьковольтних випрямлячів на ве-

ликі струми у навантаженні дозволяє значно скоротити кількість керованих вентилів, а іноді і загальну кількість силових напівпровідникових приладів.

**Фазоступінчасте регулювання змінної напруги.** Широко відомий спосіб ступінчастого регулювання змінної напруги за допомогою трансформатора з відпайками і групи перемикачів. Під'єднуючи навантаження до різних відпайок вторинної обмотки трансформатора, можна змінювати діюче значення напруги на навантаженні. Перевага такого способу регулювання полягає у відсутності спотворень напруги і

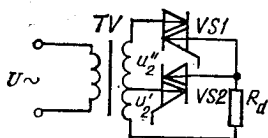


Рис. 12.40

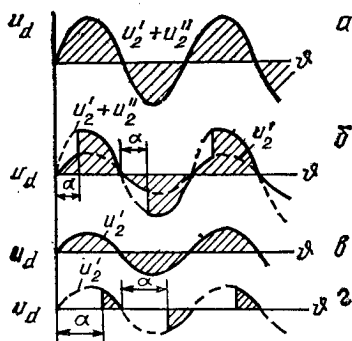


Рис. 12.41

струму у навантаженні. Недоліком є дискретність регулювання. Для одержання більшої кількості рівнів регулювання необхідно збільшувати кількість відпайок у трансформаторі, а також кількість перемикачів. Якщо як перемикачі використовувати керовані ключі змінного струму, ступінчастий спосіб регулювання можна поєднати з фазовим. Фазоступінчастий спосіб регулювання полягає в тому, що за допомогою ключів змінного струму (наприклад, симісторів) навантаження під'єднується до відповідної відпайки трансформатора в момент проходження напруги мережі через нуль. Потім з деяким запізненням на кут керування  $\alpha$  навантаження під'єднується до іншої відпайки, яка перебуває під більш високою напругою. Змінюючи кут керування  $\alpha$ , можна забезпечити плавне регулювання діючого значення напруги на навантаженні в межах кожного ступеня. На рис. 12.40 подано схему, яка забезпечує двоступінчасте фазове регулювання змінної напруги. На рис. 12.41 показана форма напруги на навантаженні у різних режимах роботи. При вмиканні симістора VS1 у момент проходження напруги мережі через нуль одержуємо максимальну напругу на навантаженні  $U_d = U_2' + U_2''$  (рис. 12.41, а). Якщо в момент проходження напруги мережі через нуль вмикати симістор VS2, а потім із запізненням на кут керування  $\alpha$  симістор VS1, забезпечується плавне регулювання діючого значення напруги на навантаженні у діапазоні від  $U_2'$  до  $U_2' +$

+  $U_2^*$  (рис. 12.41, б, в). Якщо у момент проходження через нуль напруги мережі симістори не вмикати, а потім із затримкою на кут керування  $\alpha$  ввімкнути симістор VS2, матимемо змогу регулювати діюче значення напруги на навантаженні від 0 до  $U_2^*$  (рис. 12.41, в, г).

Фазоступінчастий метод регулювання, на відміну від ступінчастого, дозволяє плавно регулювати діюче значення напруги на навантаженні у широкому діапазоні і порівняно з фазовим методом регулювання він забезпечує менші спотворення напруги і струму у навантаженні. Внаслідок цього підвищується коефіцієнт потужності. Недоліком фазоступінчастого методу регулювання є складніша конструкція трансформатора, а також необхідність застосовувати велику кількість керованих ключів і ускладнення системи керування. Зазначені переваги і недоліки визначають можливі галузі застосування подібних регуляторів.

#### 12.4. БЕЗПОСЕРЕДНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЧАСТОТИ

Перетворювачі частоти призначені для перетворення енергії змінного струму однієї частоти в змінний струм іншої частоти. У безпосередніх перетворювачах частоти вихідна напруга формується з відрізків синусоїд вхідної напруги за рахунок відповідного алгоритму роботи силових керованих ключів. Ці ключі встановлені між мережею живлення і навантаженням і через них безпосередньо зв'язані навантаження і мережа живлення. Залежно від того, який тип силових керованих ключів використовується, безпосередні перетворювачі частоти (БПЧ) ділять на два класи:

- 1) БПЧ з природною комутацією;
- 2) БПЧ з штучною комутацією.

У БПЧ з природною комутацією керовані ключі побудовані на базі тиристорів або симісторів, які працюють у режимі з природною комутацією. Такі перетворювачі дозволяють одержати частоту змінного струму на навантаженні  $f_d$ , яка не перевищує частоти мережі живлення  $f_{\text{мер}}$  ( $f_d < f_{\text{мер}}$ ).

У БПЧ з штучною комутацією керовані ключі побудовані на базі повністю керованих приладів (транзисторів або двоопераційних тиристорів). Якщо ж використовуються одноопераційні тиристори, необхідно мати вузли примусової комутації. БПЧ з штучною комутацією дозволяють одержати на навантаженні частоту змінного струму як більшу, так і меншу за частоту мережі живлення ( $f_d \geq f_{\text{мер}}$ ). Залежно від числа фаз мережі живлення і навантаження БПЧ ділять на: а) однофазно-однофазні; б) трифазно-однофазні; в) трифазно-трифазні і т. д.

На рис. 12.42 подано функціональну схему однофазно-однофазного, а на рис. 12.43 — трифазно-однофазного БПЧ. Форма вихідної напруги на навантаженні, а також її частота залежать від алгоритму роботи

керуваних ключів  $S$ . На рис. 12.44 наведено можливу форму вихідної напруги  $u_d$  однофазно-однофазного БПЧ. Алгоритм роботи керуваних ключів поданий на рис. 12.44, б. Вихідна напруга трифазно-однофазного БПЧ показана на рис. 12.45, а, алгоритм роботи керуваних ключів — на рис. 12.45, б. Змінюючи кути вмикання керуваних ключів, а також тривалість їх замкнутого стану, можна регулювати як

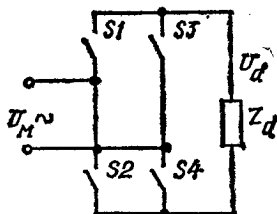


Рис. 12.42

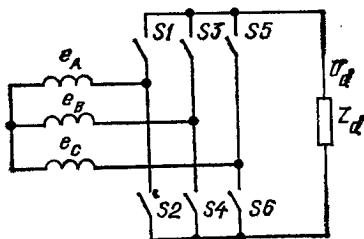


Рис. 12.43

частоту одержуваної змінної напруги, так і її діюче значення. Безпосередні перетворювачі частоти з трифазним виходом побудовані на основі трьох однофазних, аналогічних розглянутим. Необхідний фазовий зсув 120 ел. град. між фазами вихідної напруги забезпечують за допомогою відповідної побудови системи керування.

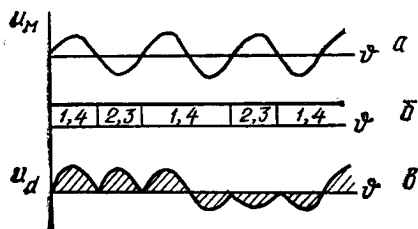


Рис. 12.44

Оскільки крива вихідної напруги БПЧ формується з ділянок синусоїд напруги живлення, в ній міститься широкий спектр вищих гармонік. Крім того, у зв'язку з тим, що вихідна частота БПЧ з природною комутацією менша

за частоту мережі живлення, у вихідній напрузі містяться також гармоніки, частота яких менша за частоту вихідної напруги (субгармоніки). При певному співвідношенні частот мережі живлення і вихідної напруги струм, який споживається із мережі, матиме сталу складову. Усе це необхідно враховувати при проектуванні силового обладнання безпосередніх перетворювачів частоти. Іншим недоліком БПЧ з природною комутацією є невисокий коефіцієнт потужності  $\chi$ , який залежить не тільки від  $\cos \varphi$  навантаження, але й від діапазону регулювання вихідної напруги. Вищий коефіцієнт потужності мають БПЧ з штучною комутацією, в яких керувані ключі можуть бути вимкнені у будь-які моменти часу. Безпосередні перетворювачі частоти дозволяють одержати на навантаженні вихідну напругу в регульовану частотою. Нижня межа регулювання частоти

близька до нуля, а верхня межа БПЧ першого класу  $f_m/f_d \geq 2$ . При  $f_m/f_d < 2$  крива вихідної напруги буде дуже спотвореною. Отже, для промислової мережі змінного струму, частота якого 50 Гц, діапазон регулювання частоти вихідної напруги становить 0 ... 20—25 Гц. Для збільшення верхньої межі регулювання частоти БПЧ з природною комутацією доцільно жити від мережі з підвищеною частотою. Так,

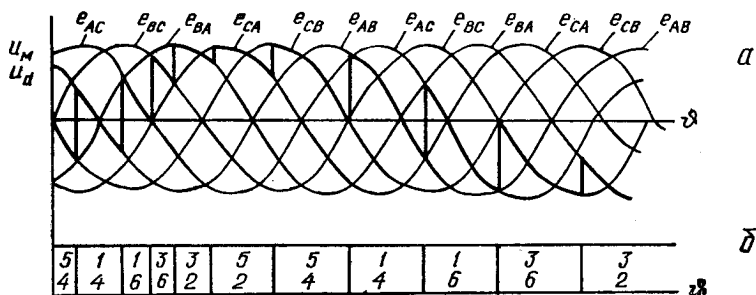


Рис. 12.45

при частоті напруги мережі живлення 400 Гц діапазон регулювання частоти змінної напруги на навантаженні становить 0 ... 150—180 Гц. Безпосередні перетворювачі частоти використовують для живлення двигунів змінного струму в електроприводі, а також для живлення потужних електротермічних і електротехнологічних установок.

## 12.5. СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ, ВЕДЕНИХ МЕРЕЖЕЮ

Для забезпечення роботи силової частини перетворювального пристрою необхідно у відповідності із заданим алгоритмом роботи забезпечити формування сигналів керування і подачу їх на керуючі електроди вентилів силового кола. Цю функцію виконує система керування перетворювача. Незважаючи на те, що перетворювачі, ведені мережею, мають різне функціональне призначення (керовані випрямлячі, ведені мережею інвертори, фазові регулятори, безпосередні перетворювачі частоти), принцип будови їх систем керування значною мірою аналогічний, що зумовлено такими факторами:

1. Задавальним генератором системи керування є мережа живлення змінного струму.

2. Керуюча дія на силову схему полягає у затримці моменту відкривання силових ключів відносно моменту їх природного відкривання (фазовий зсув імпульсів керування відносно напруги мережі живлення).



3. Як правило, використовується природне вимикання силових ключів (тиристорів). У зв'язку з цим нема необхідності формувати спеціальні імпульси для вимкнення силових ключів.

4. З цієї ж причини тривалість імпульсів керування, як правило, значно менша за тривалість замкненого стану силових ключів. За рахунок цього зростає економічність системи керування і спрощується реалізація її вихідних каскадів.

Структурна схема системи керування перетворювачів, ведених мережею, у загальному випадку має вигляд, наведений на рис. 12.4б.

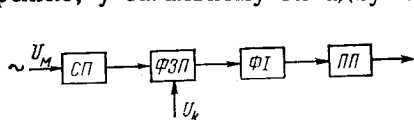


Рис. 12.4б

Змінна напруга  $u_m$ , частота якої дорівнює частоті напруги мережі живлення, подається на синхронізуючий пристрій (СП), який формує опорну напругу відповідної форми, синхронізовану з мережею живлення. Ця напруга подається на один із входів фазозміщуючого пристрою (ФЗП). На інший вхід цього пристрою подається керуюча напруга  $U_k$ . На виході ФЗП формується сигнал, фазовий зсув якого відносно напруги живлячої мережі залежить від величини сигналу керування  $U_k$ . Формувач імпульсів ФІ забезпечує одержання імпульсів керування необхідної форми і тривалості. Сформовані імпульси керування подаються на підсилювач потужності (ПП). Після підсилення вони надходять на керуючі електроди силових ключів перетворювача. Таким чином, система керування виконує часто інформаційні функції:

а) перетворення керуючого сигналу у тривалість імпульсу (формування фазового зсуву);

б) формування параметрів одержаного сигналу (форми, амплітуди, тривалості імпульсу), необхідних для оптимального керування силовими ключами.

Підсилювач потужності ПП забезпечує підсилення потужності імпульсів керування до значень, достатніх для надійного вмикання силових напівпровідникових приладів, а також електричну розв'язку силовій частині і системи керування. Крім вказаних функцій, система керування може також виконувати і деякі інші: вмикання і вимикання перетворювача, захист від аварійних режимів, формування перехідного процесу та ін. Ці функції також є інформаційними, оскільки зводяться до визначення моментів часу, в які треба подавати імпульси керування (під час вмикання і плавного запуску), або моментів припинення подавання імпульсів (під час вимикання або спрацьовування захисту). У зв'язку з вищесказаним, системи керування будуються на основі пристроїв інформаційної електроніки, найчастіше на базі інтегральних схем. Існує велика кількість різних типів систем керування, призначених для конкретних перетворювачів. Розглянемо, наприклад, будову найпростішої системи керування на інтегральних операційних підсилювачах однофазного мостового випрямляча.

силювач потужності імпульсів (ПП). Другий канал на операційних підсилювачах DA3, DA4 і транзисторі VT2 має аналогічну будову. На вхід системи керування подається синхронізуюча напруга  $u_m$  від мережі живлення змінного струму (рис. 12.48, а). Обмежувач напруги на резисторі  $R1$  і зустрічно-паралельно ввімкнених діодах VD1 і VD2 обмежує амплітуду синхронізуючої напруги (рис. 12.48, б). Таким чином, на вхід інтегратора, побудованого на DA1, подається змінна напруга, форма якої наближається до прямокутної. На виході інтегратора формується змінна напруга трикутної форми, частота якої дорівнює

частоті напруги мережі живлення (рис. 12.48, в). Ця напруга подається на інвертуючий вхід компаратора DA2, а на неінвертуючий вхід його подається керуюча напруга  $U_k$ . У моменти рівності напруг на входах компаратора операційний підсилювач перемикається з одного насиченого стану у протилежний (рис. 12.48, г). Змінюючи керуючу напругу  $U_k$  можна змінювати момент перемикавання компаратора у межах напівперіоду синхронізуючої напруги. Для формування імпульсу керування тиристора використовується негативний перепад напруги на

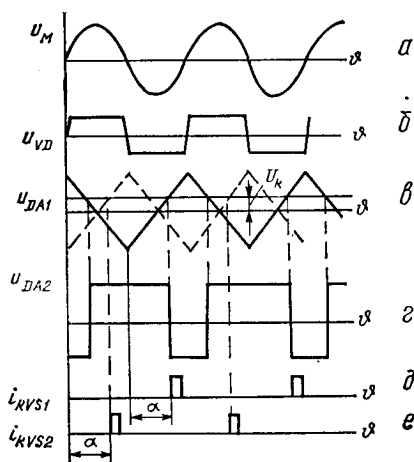


Рис. 12.48

$= -1$  ( $R3=R4$ ). Отже, на вхід компаратора DA4 подається трикутна напруга, яка змінюється у протифазі з напругою інтегратора (на рис. 12.48, в показана штриховою лінією). Таким чином, імпульс керування тиристора VS2.2, який формується цим каналом (рис. 12.48, е), зміщений на  $180^\circ$  відносно імпульсу керування, який формується першим каналом. Розглянута система керування дозволяє плавно регулювати кут керування  $\alpha$  у повному діапазоні від  $0^\circ$  до  $180^\circ$ .

Розглянута СК належить до багатоканальних синхронних систем керування, особливістю яких є те, що фазовий зсув імпульсу керування кожного тиристора відбувається у своєму каналі. Усі канали синхронізуються від мережі живлення. Недоліком багатоканальних систем є те, що в них важко одержати високу симетрію імпульсів у каналах. Відмінність кутів керування  $\alpha$ , які формуються різними каналами, досягає кількох градусів. Це пов'язано з тим, що внаслідок розбіжності параметрів елементів, які використовуються в різних каналах, неможливо забезпечити їх абсолютну ідентичність.

Для забезпечення високої симетрії імпульсів керування використовують одноканальні системи керування. В них фазовий зсув імпульсу

виході компаратора. Після його диференціювання ланцюжком C2—R9 одержуємо короткий імпульс негативної полярності, передній фронт якого відповідає куту керування  $\alpha$ . Цей імпульс підсилюється транзистором VT1. Навантаженням транзистора є світлодіод оптронного тиристора VS1. У момент протікання струму керування  $i_{KVS1}$  (рис. 12.48, д) світлодіод VS1.1 починає випромінювати і вмикає силовий тиристор VS1.2. Аналогічно працює другий канал, який керує тиристором VS2.2. На операційному підсилювачі DA3 побудований інвертуючий підсилювач з коефіцієнтом підсилення напруги  $K_{PU} =$

сів одноканальні системи керування. В них фазовий зсув імпульсів керування всіх тиристорів забезпечується у спільному фазозміщуючому пристрої, після чого імпульси розподіляються у відповідні канали. Одноканальні системи керування забезпечують високу симетрію імпульсів керування, але вони складніші, ніж багатоканальні і мають меншу швидкодію. Такі системи керування можуть бути побудовані як на базі аналогових, так і цифрових пристроїв інформаційної електроніки. Для керування складними багатофункціональними перетворювачами, які забезпечують різні режими роботи і закони регулювання, системи керування можуть бути побудовані на базі мікропроцесорів та мікроЕОМ. Такі системи керування дозволяють зміною керуючої програми реалізувати різні алгоритми керування і регулювання, здійснити контроль і діагностику стану елементів силових схем, забезпечити захист споживачів від аномальних режимів і сигналізацію про стан елементів перетворювача і навантаження. Загальні принципи будови мікропроцесорних систем керування розглянуті далі.

## Розділ 13. ФІЛЬТРУЮЧІ ТА СТАБІЛІЗУЮЧІ ПРИСТРОЇ

### 13.1. ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ

Напруга на виході випрямлячів пульсуюча, а для нормальної роботи більшості споживачів постійного струму постійна напруга повинна мати малі пульсації. Найжорсткіші вимоги ставляться до напруги для електроживлення радіоелектронної апаратури. Змінна складова напруги живлення має бути у багато разів меншою, ніж корисний сигнал, який обробляє схема електронного пристрою. Інакше ця складова впливатиме на корисний сигнал і порушуватиме нормальну роботу пристрою. Тому практично завжди між випрямлячем і навантаженням ставлять з г л а д ж у в а л ь н и й ф і л ь т р для згладжування пульсації випрямленої напруги. Фільтри дозволяють зменшити пульсації напруги на навантаженні до допустимої величини. Коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги характеризує відносний вміст змінної складової у випрямленій напрузі. У загальному випадку він залежить від схеми випрямляча і числа фаз мережі живлення і може бути розрахований за таким виразом:

$$k_{\pi} = U_{\sim m} / U_{dc} = 2 / (m^2 - 1),$$

де  $U_{\sim m}$  — амплітуда першої гармоніки пульсації (змінна складова);  $U_{dc}$  — середнє значення випрямленої напруги (постійна складова);  $m$  — кратність пульсацій випрямленої напруги.

На виході фільтра коефіцієнт пульсацій стає значно меншим, ніж на його вході. Для оцінки згладжувальної дії фільтра вводять такий

параметр, як коефіцієнт згладжування

$$k_{\text{згл}} = k_{\text{п.вх}} / k_{\text{п.вих}}$$

який показує, у скільки разів зменшується коефіцієнт пульсацій на виході фільтра  $k_{\text{п.вих}}$  порівняно з коефіцієнтом пульсацій на його вході  $k_{\text{п.вх}}$ . Якщо розкрити поданий вище вираз, одержимо ще два параметри, які характеризують згладжувальні фільтри:

$$k_{\text{згл}} = k_{\text{п.вх}} / k_{\text{п.вих}} = \frac{U_{\sim \text{вх}}}{U_{d \text{ вх}}} / \frac{U_{\sim \text{вих}}}{U_{d \text{ вих}}} = \frac{U_{\sim \text{вх}}}{U_{\sim \text{вих}}} \cdot \frac{U_{d \text{ вих}}}{U_{d \text{ вх}}} = k_{\phi} \lambda.$$

Параметр  $k_{\phi} = \frac{U_{\sim \text{вх}}}{U_{\sim \text{вих}}}$  називається коефіцієнтом фільтрації і показує, у скільки разів зменшується змінна складова напруги на виході фільтра  $U_{\sim \text{вих}}$  порівняно із змінною складовою напруги на його вході  $U_{\sim \text{вх}}$ . Параметр  $\lambda = U_{d \text{ вих}} / U_{d \text{ вх}}$  називається коефіцієнтом передачі постійної складової і показує, яка частина постійної складової вхідної напруги  $U_{d \text{ вх}}$  надходить на вихід фільтра  $U_{d \text{ вих}}$ . Якщо фільтр побудований на реактивних елементах (індуктивностях і ємностях),  $U_{d \text{ вх}} \approx U_{d \text{ вих}}$  і  $\lambda \approx 1$ . Отже, для таких фільтрів  $k_{\text{згл}} \approx k_{\phi}$ . Коефіцієнт передачі  $\lambda$  характеризує коефіцієнт корисної дії фільтра. ККД підвищується, коли  $\lambda \rightarrow 1$ . Згладжувальні фільтри повинні мати необхідний коефіцієнт згладжування, високий ККД і задовольняти такі вимоги: 1) невеликі габарити, вага і вартість; 2) висока надійність; 3) не вносити у роботу навантаження помітних спотворень; 4) відсутність різких змін струму і перенапруги при перехідних процесах.

Найширше застосування знайшли згладжувальні фільтри, побудовані на реактивних елементах.

### 13.1.1. ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ НА РЕАКТИВНИХ ЕЛЕМЕНТАХ (ПАСИВНІ ФІЛЬТРИ)

У таких фільтрах використовується властивість реактивних елементів накопичувати електромагнітну енергію, коли її надлишок, і повертати накопичену енергію, коли її не вистачає.

**Індуктивний фільтр.** Фактично, це дросель, який вмикають послідовно з навантаженням (рис. 13.1). Пульсуючу напругу на виході випрямляча можна подати як суму постійної і змінної складових. Завданням фільтра є передавання у навантаження (по можливості без втрат) постійної складової і затримування змінної складової випрямленої напруги. Оскільки активний опір дроселя  $L$  для постійного струму  $r \rightarrow 0$ , постійна складова випрямленої напруги практично повністю передається у навантаження  $R_d$ . Опір дроселя для змінного струму  $x_L = \omega L$ , де  $\omega = 2\pi f_n$ ,  $f_n$  — частота пульсацій випрямленої напруги. Для затримування дроселем змінної складової випрямленої напруги

необхідно, щоб виконувалась умова  $x_L \gg R_d$ . На виході випрямляча частота першої гармоніки пульсації, яка має максимальну амплітуду, дорівнює  $m\omega_m$ , де  $m$  — кратність пульсацій випрямленої напруги. Отже, індуктивність дроселя фільтра треба вибирати за умовою  $m\omega_m L \gg R_d$ . У багатьох практичних випадках достатнім є виконання умови  $L > 5R_d/m\omega_m$ . З цього виразу можна зробити висновок, що індуктивний фільтр краще використовувати при великих струмах у навантаженні (малих  $R_d$ ). У цьому разі дросель має меншу індуктив-

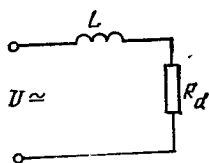


Рис. 13.1

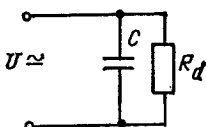


Рис. 13.2

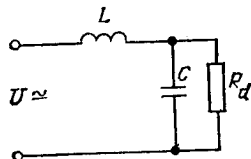


Рис. 13.3

ність. Треба відзначити, що згладжувальна дія індуктивності пов'язана з її здатністю накопичувати енергію, а потім віддавати її у навантаження. Оскільки енергія, яка накопичується в індуктивності,  $W_L = LI^2/2$ , можна зробити висновок, що індуктивний фільтр використовується більш ефективно при великих струмах у навантаженні.

**Ємнісний фільтр.** У ємнісному фільтрі, де конденсатор  $C$  з'єднаний паралельно з навантаженням  $R_d$  (рис. 13. 2), повинна виконуватися умова  $x_C = \frac{1}{m\omega_m C} \ll R_d$ . Тоді змінна складова випрямленого

струму протікатиме не через навантаження  $R_d$ , а через конденсатор  $C$ . Постійна складова цього струму замикатиметься через навантаження  $R_d$ , оскільки конденсатор не пропускає постійного струму. Для вибору ємності фільтра часто буває достатнім виконання умови

$$\frac{1}{m\omega_m C} < \frac{R_d}{5} \quad \text{або} \quad C > \frac{5}{m\omega_m R_d}.$$

Ємнісний фільтр найчастіше використовують при малих струмах у навантаженні (великий опір  $R_d$ ). У цьому разі необхідна менша ємність конденсатора  $C$ . Енергія, яка накопичується в конденсаторі, дорівнює  $W_C = \frac{CU^2}{2}$ . Отже, ємнісний фільтр ефективніший при підвищених значеннях випрямленої напруги.

**Індуктивно-ємнісний фільтр (Г-подібний LC-фільтр).** Г-подібний LC-фільтр (рис. 13.3) поєднує в собі перевагу індуктивного і ємнісного фільтрів. Він має добрі згладжувальні властивості і може працювати у широкому діапазоні зміни струму навантаження. Дросель  $L$  і конденсатор  $C$  вибирають за тими самими умовами, що і в розглянутих вище фільтрах. Тому в LC-фільтрі повинна, як мінімум, виконуватися умо-

$$x_L \geq 25x_C.$$

При цьому практично вся змінна складова випрямленої напруги спадатиме на дроселі фільтра  $L$ .

**Г-подібний RC-фільтр.** У випрямлячах малої потужності часто замість дроселя  $L$  ставлять резистор  $R_\phi$  (рис. 13.4). Це дозволяє значно зменшити габарити фільтра і його вартість. Однак у такому фільтрі на резисторі  $R_\phi$ , крім змінної складової випрямленої напруги, буде також

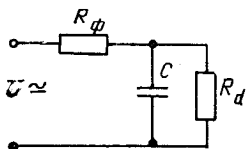


Рис. 13.4

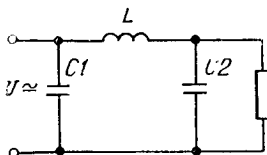


Рис. 13.5

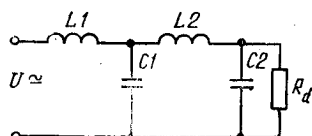


Рис. 13.6

спадати частина постійної складової випрямленої напруги. Тому коефіцієнт передачі таких фільтрів  $\lambda = U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}} < 1$  і ККД у них нижчий.

**Багатоланкові фільтри.** Розглянуті вище фільтри називають простими. Для одержання дуже великих значень коефіцієнта згладжування використовують багатоланкові згладжувальні фільтри, які є послідовним з'єднанням кількох простих фільтрів. В П-подібному фільтрі (рис. 13.5) послідовно з'єднані ємнісний фільтр  $C1$  і Г-подібний фільтр  $LC2$ . Дволанковий Г-подібний фільтр є послідовним з'єднанням двох Г-подібних фільтрів  $L1C1$  і  $L2C2$  (рис. 13.6). Коефіцієнт згладжування багатоланкового фільтра дорівнює добутку коефіцієнтів згладжування простих фільтрів, з яких він складається.

Згладжувальні фільтри суттєво впливають на процеси, які відбуваються в перетворювачах. Якщо першим реактивним елементом фільтра, вміщеного між випрямлячем і навантаженням, є конденсатор (рис. 13.2, 13.4, 13.5), то загальний характер навантаження випрямляча активно-ємнісний, а якщо дросель (рис. 13.1, 13.3, 13.6), то навантаження активно-індуктивне. Від цього залежить методика розрахунку випрямляча.

### 13.1.2. ЗГЛАДЖУВАЛЬНІ ФІЛЬТРИ НА ПІДСИЛЮВАЛЬНИХ ЕЛЕМЕНТАХ (АКТИВНІ ФІЛЬТРИ)

Згладжувальні фільтри на реактивних елементах мають широке застосування, проте їх недоліком вважають інтенсивні перехідні процеси, які суттєво впливають на режим роботи джерела живлення і навантаження. Дроселі згладжувальних фільтрів мають великі габарити і масу. Індуктивність дроселів залежить від струму в навантаженні

ні. Отже, із зміною струму в навантаженні змінюється коефіцієнт згладжування фільтра. Під час роботи дроселя у навантаженні виникає магнітне поле, яке створює завади для пристроїв, які живляться від випрямляча.

Багатох таких недоліків позбавлені згладжувальні фільтри на підсилювальних елементах. Розглядаючи вихідні характеристики транзистора (рис. 13.7), можна помітити, що під час роботи в активному режимі транзистор відповідає вимогам, які ставляться до елементів фільтра, з'єднаного послідовно з навантаженням. Справді, якщо

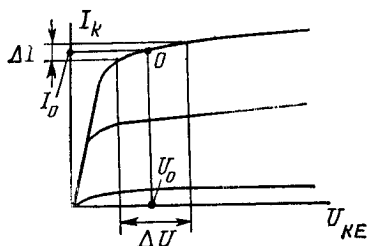


Рис. 13.7

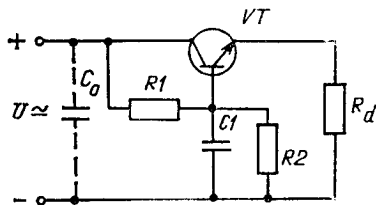


Рис. 13.8

вибрати робочу точку  $O$  поблизу перегину характеристики, то опір транзистора постійному струму  $r = U_0/I_0$  буде значно менший за опір транзистора змінному струму  $r_{\sim} = \Delta U/\Delta I$ . Існує багато різних типів транзисторних згладжувальних фільтрів, які відрізняються способом під'єднання транзистора відносно навантаження. У цих фільтрах по-різному використовуються підсилювальні властивості транзистора. Найпростішу схему транзисторного згладжувального фільтра, що має широке застосування, подано на рис. 13.8. Такий фільтр фактично є емітерним повторювачем на транзисторі  $VT$ . На вхід емітерного повторювача подається напруга, згладжена за допомогою  $RC$ -фільтра ( $R_1, C_1$ ). Відомо, що хороша фільтрація і досить високий ККД у  $RC$ -фільтрів тільки тоді, коли його навантаження має великий опір. У схемі рис. 13.8 навантаженням  $RC$ -фільтра є досить великий вхідний опір емітерного повторювача. У навантаженні можна забезпечити протікання досить великих струмів, якщо ввімкнути його на виході емітерного повторювача, опір якого невеликий. Пульсація напруги на навантаженні буде практично такою ж, як і на конденсаторі  $C_1$ , оскільки коефіцієнт підсилення напруги емітерного повторювача  $K_{пУ} \approx 1$ . Таким чином, у схемі використовується здатність транзистора підсилювати струм. Пульсації згладжуються за допомогою  $RC$ -фільтра, а транзистор  $VT$  є елементом узгодження високоомного  $RC$ -фільтра і низькоомного навантаження. Резистор  $R_2$  призначений для вибору робочої точки на вихідній характеристиці транзистора  $VT$ . Як правило, його опір значно менший, ніж вхідний опір транзистора. Тому, розраховуючи  $RC$ -фільтр, можна вважати, що його навантаження є



резистор  $R_2$ . Для зменшення габаритів і маси  $RC$ -фільтра треба збільшувати вхідний опір емітерного повторювача. Цього можна досягти, вибравши транзистор  $VT$  з більш високим значенням коефіцієнта передачі базового струму  $\beta$  або використавши складений транзистор (з двох або трьох транзисторів), коефіцієнт передачі базового струму якого дорівнює добутку коефіцієнтів передачі окремих транзисторів. Підвищити коефіцієнт згладжування активних фільтрів можна також за допомогою операційних підсилювачів.

Активні згладжувальні фільтри використовують у тих випадках, коли треба одержати хороше згладжування пульсацій при невеликих габаритах фільтра і відсутності полів розсіювання. Однак при цьому треба пам'ятати, що ККД таких фільтрів менший, ніж у  $LC$ -фільтрів. Це пов'язано з тим, що згладжувальна дія індуктивності у  $LC$ -фільтрі ґрунтується на її здатності накопичувати енергію, а потім віддавати у навантаження. Транзистор не має такої властивості, а є лише керованим активним опором. Тому, коли пульсації напруги на вході фільтра дуже великі, їх доцільно попередньо зменшити за допомогою фільтра на реактивних елементах (наприклад, ємнісного фільтра  $C_0$  на рис. 13.8).

### 13.2. СТАБІЛІЗАТОРИ

Напруга на виході пристроїв електроживлення може змінюватися у досить широких межах під дією різних дестабілізуючих факторів. Головними з них є: 1) коливання рівня напруги у мережі живлення; 2) зміни струму навантаження; 3) зміна умов навколишнього середовища, насамперед температури.

Відношення зміни напруги  $\Delta U$  до її номінального значення  $U$  називається нестабільністю напруги  $\sigma_U = \Delta U/U$ . Для живлення багатьох споживачів потрібна напруга, яка має невелику нестабільність. Тому часто між випрямлячем і навантаженням (споживачем) ставлять пристрій, який автоматично підтримує сталу напругу на навантаженні. Такий пристрій називається **стабілізатором напруги**. Він характеризується такими параметрами: *коефіцієнт стабілізації* — відношення нестабільності напруги на вході стабілізатора до нестабільності на його виході:

$$k_{ст} = \frac{\sigma_{U_{вх}}}{\sigma_{U_{вих}}} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх.ном}} / \frac{\Delta U_{вих}}{U_{вих.ном}} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вих}} \cdot \frac{U_{вих.ном}}{U_{вх.ном}}.$$

**Внутрішній (вихідний) опір** — це відношення зміни вихідної напруги  $\Delta U_{вих}$  до зміни струму навантаження  $\Delta I_d$ , яка спричинила зміну напруги:

$$r_i = \Delta U_{вих} / \Delta I_d.$$

**Температурний коефіцієнт напруги (ТКН)** — це відношення зміни

вихідної напруги  $\Delta U_{\text{вих}}$  до зміни температури навколишнього середовища  $\Delta t^0$ , яка спричинила зміну напруги

$$\text{ТКН} = \gamma = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta t^0.$$

За принципом дії стабілізатори поділяють на параметричні та компенсаційні.

### 13.2.1. ПАРАМЕТРИЧНІ СТАБІЛІЗАТОРИ

Принцип дії параметричних стабілізаторів ґрунтується на використанні приладів, які мають нелінійні вольт-амперні характеристики. Для побудови параметричних стабілізаторів напруги широко

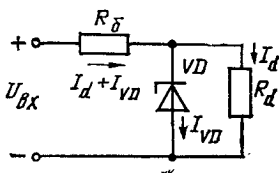


Рис. 13.9

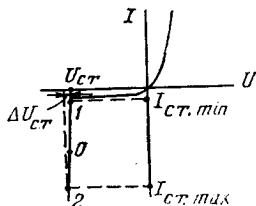


Рис. 13.10

використовуються кремнієві стабілітрони. Схему найпростішого параметричного стабілізатора напруги подано на рис. 13.9. Робочу точку 0 вибирають між точками 1 ... 2 на вольт-амперній характеристиці стабілітрона (рис. 13.10). На цій ділянці при зміні струму через стабілітрон від  $I_{\text{ст. min}}$  до  $I_{\text{ст. max}}$  напруга на ньому мало змінюється на  $\Delta U_{\text{ст}}$ . Оскільки навантаження  $R_d$  з'єднане паралельно із стабілітроном VD, напруга на ньому також буде практично постійною. При збільшенні вхідної напруги  $U_{\text{вх}}$  зростає струм, який протікає через баластний резистор  $R_\delta$ . Цей струм, згідно з першим законом Кірхгофа, дорівнює сумі струмів стабілітрона і навантаження. Оскільки напруга на стабілітроні, а отже, і на навантаженні  $R_d$  практично не змінюється, струм навантаження  $I_d$  залишається сталим. Отже, практично весь приріст струму баластного резистора проходить через стабілітрон VD. При цьому робоча точка стабілітрона 0 зміщуватиметься донизу. Таким чином, майже всі зміни вхідної напруги у цій схемі будуть виділятися на баластному резисторі  $R_\delta$ .

Якщо напруга на вході стабілізатора  $U_{\text{вх}}$  стала, струм через баластний резистор  $R_\delta$  також буде сталий:  $I_{R_\delta} = I_{\text{VD}} + I_d = \text{const}$ . Якщо струм навантаження збільшиться на  $\Delta I_d$ , струм через стабілітрон зменшиться так само:  $\Delta I_{\text{VD}} = -\Delta I_d$ . При цьому робоча точка 0 зміститься вгору, а вихідна напруга практично не зміниться. Коефіцієнт стабілізації параметричного стабілізатора

$$k_{\text{ст}} = \frac{R_\delta}{r_d} \cdot \frac{U_{\text{ст}}}{U_{\text{вх}}},$$

де  $r_d$  — диференційний опір стабілітрона ( $r_d = \Delta U_{ст} / (I_{ст.max} - I_{ст.min})$ ).

Вихідний (внутрішній) опір параметричного стабілізатора

$$r_i = \Delta U_d / \Delta I_d = r_d.$$

При використанні узгоджувального емітерного повторювача на транзисторі VT (рис. 13.11) вихідний опір параметричного стабілізатора може бути зменшений у  $\beta$  разів, де  $\beta$  — коефіцієнт передачі базового струму транзистора VT.

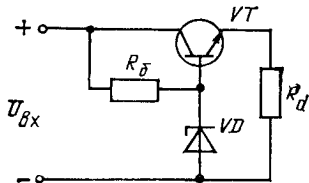


Рис. 13.11

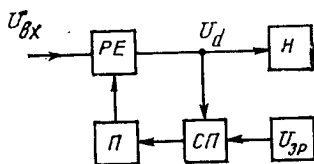


Рис. 13.12

Параметричні стабілізатори найчастіше використовують для живлення малопотужних навантажень. Головна їх перевага — проста схема. Недоліки: 1) неможливо регулювати вихідну напругу  $U_d$  на навантаженні; 2) невисокий коефіцієнт стабілізації (одиниці, десятки).

### 13.2.2. КОМПЕНСАЦІЙНІ СТАБІЛІЗАТОРИ

Компенсаційні стабілізатори працюють як замкнена система автоматичного регулювання із зворотним зв'язком. Структурну схему компенсаційного стабілізатора напруги подано на рис. 13.12. Вхідна напруга  $U_{вх}$  через регулюючий елемент (РЕ) подається на вихід для живлення навантаження (Н). Одночасно вихідна напруга  $U_d$  (або її частина) подається на схему порівняння (СП), де вона порівнюється із сталою зразковою напругою  $U_{зр}$ . На виході схеми порівняння СП формується сигнал помилки, який залежить від розбіжності між вихідною і зразковою напругами. Цей сигнал підсилюється підсилювачем (П) і діє на регулюючий елемент таким чином, щоб вихідна напруга стабілізатора підтримувалася сталою.

Розглянута структурна схема відображає роботу стабілізатора напруги з безперервним регулюванням. У таких стабілізаторах регулюючий елемент РЕ працює в режимі керованого змінного опору. Під дією підсиленого сигналу помилки опір регулюючого елемента РЕ змінюється так, щоб вихідна напруга  $U_d$  залишалася сталою. На регулюючому елементі РЕ виділяється напруга, яка дорівнює різниці вхідної і вихідної напруг. Отже, потужність, яка виділяється на регулюючому елементі РЕ, пропорційна різниці напруг  $U_{вх} - U_d$ . Тому ККД стабілізаторів з безперервним регулюванням невисокий.

Як регулюючий елемент РЕ у таких стабілізаторах найчастіше використовують транзистори, які працюють у режимі керованого опору (в активному режимі). На рис. 13.13 подано схему найпростішого компенсаційного стабілізатора напруги, побудованого на транзисторах. Транзистор VT1, ввімкнений послідовно з навантаженням, виконує функцію регулюючого елемента РЕ. Резистори R3 ... R5 є подільником вихідної напруги, з якого сигнал, пропорційний вихідній напрузі  $U_d$ ,

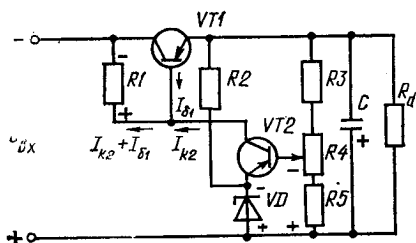


Рис. 13.13

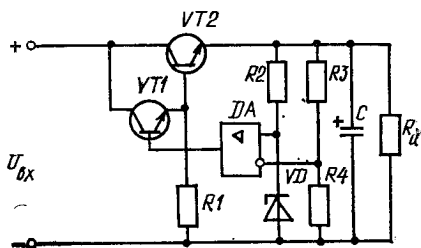


Рис. 13.14

подається на схему порівняння СП. Роль схеми порівняння відіграє перехід база—емітер транзистора VT2, на якому відбувається порівняння вихідної напруги із зразковою. Джерело зразкової напруги  $U_{зр}$  працює на параметричному стабілізаторі R2, VD. Транзистор VT2 одночасно є підсилювачем сигналу помилки П. Навантаженням цього підсилювача є резистор R1.

Із збільшенням напруги на вході схеми у перший момент часу напруга на виході  $U_d$  також починає зростати. При цьому збільшується спад напруги на нижньому плечі подільника R3 ... R5 (полярність показана на рис. 13.13). Напруга на стабілітроні VD (і на емітері транзистора VT2) при цьому не змінюється. Отже, напруга база—емітер транзистора VT2 стає більш негативною. Транзистор VT2 більше відкривається і його колекторний струм  $I_{K2}$  зростає. Протікаючи через резистор R1, цей струм збільшує спад напруги на резисторі (полярність показана на рис. 13.13.). Отже, потенціал бази транзистора VT1 стає більш позитивним, і транзистор призакривається. Його опір збільшується, що приводить до збільшення спаду напруги на ньому. В результаті практично вся зростаюча вхідна напруга виділятиметься на регулюючому транзисторі VT1, а вихідна напруга  $U_d$  майже не зміниться.

Коефіцієнт стабілізації компенсаційних стабілізаторів дуже залежить від коефіцієнта підсилення підсилювального елемента П. Для підвищення коефіцієнта стабілізації підсилювач сигналу помилки П часто виготовляють на основі інтегрального операційного підсилювача, який забезпечує високий коефіцієнт підсилення. Для одержання у навантаженні великих значень струму і зменшення вихідного опору

стабілізатора регулюючий елемент РЕ будують на основі складеного транзистора VT1, VT2 (рис. 13.14). Операційний підсилювач у таких схемах живиться від вихідної або вхідної напруги стабілізатора.

Широке застосування знаходять мікроелектронні стабілізатори, виконані на інтегральних схемах, в яких передбачений захист від перевантажень. Якщо приєднати зовнішній резистивний подільник напруги, можна регулювати вихідну напругу стабілізатора у широких межах. Інтегральні стабілізатори широко використовуються для стабілізації напруги живлення безпосередньо на клемах навантаження. При цьому стабілізатор розміщується на тій же платі, що й пристрій, який живиться від стабілізатора.

Перевагою компенсаційних стабілізаторів з безперервним регулюванням є висока якість стабілізованої напруги. Недолік — невисокий ККД (40 ... 60) %. Це пов'язано з тим, що регулюючий елемент працює в режимі керованого опору, на якому розсіюється надлишок вхідної потужності. Для полегшення її розсіювання регулюючий транзистор ставлять на радіатор. При цьому помітно зростають габарити і маса стабілізатора.

### **13.3 РОЛЬ І МІСЦЕ ФІЛЬТРУЮЧИХ ТА СТАБІЛІЗУЮЧИХ ПРИСТРОЇВ У ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІЙ ТЕХНІЦІ**

Розглянута група силових пристроїв виділяється серед інших пристроїв перетворювальної техніки. По-перше, вони безпосередньо не беруть участі у перетворенні параметрів електричної енергії, а лише забезпечують відповідну якість уже перетвореної енергії. По-друге, при їх побудові не використовується базовий елемент силової електроніки — керований ключ (за допомогою його перетворюють параметри електричної енергії з високим коефіцієнтом корисної дії, однак при цьому гармонічний склад одержаної напруги (струму) не завжди відповідає вимогам споживачів). Тому у більшості випадків складовою частиною перетворювальних пристроїв є реактивні елементи (дроселі і конденсатори). Маючи різний опір струмам різних частот, вони дозволяють коригувати гармонічний склад сформованої напруги. З іншого боку, маючи властивість накопичувати енергію, а потім віддавати її, реактивні елементи дозволяють забезпечити безперервне і плавне надходження енергії в навантаження, незважаючи на те, що при роботі силових ключів енергія від джерела живлення споживається дискретними порціями. Маючи незначні активні втрати енергії, реактивні елементи суттєво не впливають на ККД перетворювача. Більше того, у деяких випадках вони дозволяють навіть підвищити ККД. Це пов'язано з тим, що втрати у силових електронних ключах у моменти вмикання й вимикання (втрати на перемикання) суттєво залежать від струму і напруги у момент перемикання. Обмежуючи швидкість зростання струму у момент вмикання і швидкість зростання напруги у мо-

мент вимикання, реактивні елементи сприяють зниженню втрат на перемикання, а отже, підвищують ККД перетворювального пристрою. Завдяки вказаним властивостям реактивні елементи широко використовуються як елементи перетворювальних пристроїв.

Що стосується транзисторів, які працюють в активному режимі, їх використання у силових електронних пристроях обмежене, оскільки в таких пристроях неможливо одержати досить високий ККД. Стабілізатори з безперервним регулюванням і активні згладжувальні фільтри є тим рідкісним винятком, коли у силових електронних пристроях використовується активний режим роботи транзистора. При цьому основною вимогою, яка ставиться до таких пристроїв, є не максимально можливий ККД, а висока якість вихідної напруги і відсутність небажаного впливу на споживача (відсутність завад). Такі пристрої доцільно використовувати при порівняно невеликих потужностях (десятки ват).

## Розділ 14. АВТОНОМНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Автономні перетворювачі, як правило, живляться від джерела постійної напруги. У зв'язку з цим система керування таких перетворювачів повинна мати спеціальний задавальний генератор, який би забезпечував періодичний характер процесів у силових колах і навантаженні. До класу автономних належать деякі перетворювачі, які живляться від мережі змінного струму, якщо частота перемикання вентилів їхньої силової частини визначається незалежним задавальним генератором, не синхронізованим з мережею живлення. Існують автономні перетворювачі, система керування яких не містить задавального генератора.

У цьому випадку у перетворювачі повинні бути кола зворотного зв'язку, і частота перемикання вентилів визначається процесами у силовій частині і навантаженні. Такі автономні перетворювачі називаються **автоколебальними**. Автономні перетворювачі можна побудувати тільки на основі повністю керованих силових електронних ключів (транзистори, двоопераційні тиристори). Коли використовуються напівкеровані ключі (тиристори), необхідно мати вузли примусової комутації. Основними типами автономних перетворювачів є імпульсні перетворювачі напруги і автономні інвертори.

### 14.1. ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

Перетворювачі постійної напруги, призначені для її зміни, використовують для живлення навантаження постійною напругою  $U_d$ , яка відрізняється від напруги джерела живлення  $E$ . Дуже часто одночас-

но з перетворенням параметрів електричної енергії виникає необхідність регулювати або стабілізувати напругу чи струм у навантаженні. Тому у багатьох випадках перетворювач одночасно виконує функцію регулювання і стабілізації напруги (струму) у навантаженні. Високий ККД у таких пристроях можна одержати тільки тоді, коли регулюючий елемент працює у режимі ключа. Тому в таких перетворювачах широко застосовуються імпульсні методи перетворення і регулювання постійної напруги. Імпульсні перетворювачі постійної напруги використовуються для живлення обмоток збудження електричних машин, електромагнітних механізмів як регулятори напруги для живлення двигунів постійного струму, а також як джерела живлення пристроїв автоматики і радіоелектронної апаратури.

#### 14.1.1. ПРИНЦИП ІМПУЛЬСНОГО РЕГУЛЮВАННЯ

Принцип дії імпульсних регуляторів базується на використанні імпульсних методів регулювання напруги. При цьому регулюючий елемент працює у режимі ключа (рис. 14.1). Середнє значення напруги на навантаженні  $U_d$  регулюється зміною співвідношення між тривалостями замкнутого і розімкнутого стану ключа  $S$ . У цьому разі напруга на

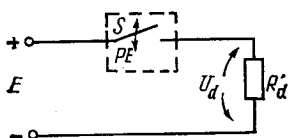


Рис. 14.1

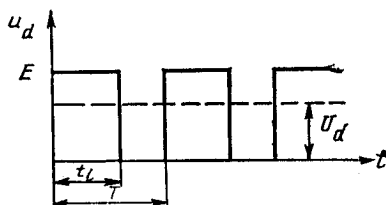


Рис. 14.2

навантаженні  $U_d$  має форму прямокутних імпульсів (рис. 14.2). Середнє значення напруги на навантаженні визначається так:

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^{t_i} E dt = E \frac{t_i}{T},$$

де  $t_i$  — тривалість імпульсу напруги на навантаженні;  $T$  — період слідування імпульсів.

Напруга на навантаженні регулюється зміною параметрів імпульсної напруги. Найширше застосовують такі способи імпульсного регулювання:

1) *широотно-імпульсне регулювання (ШІР)* зміною тривалості (ширини) імпульсів  $t_i$  при сталому періоді їх слідування ( $T = \text{const}$ ).

$$U_d = E \frac{t_i}{T} = E\gamma,$$

де  $\gamma = \frac{t_i}{T} = (0 \dots 1)$  — коефіцієнт заповнення імпульсів, можна плавно змінювати від мінімального значення  $U_d = 0$  (при  $\gamma = 0$ ) до максимального значення  $U_d = E$  (при  $\gamma = 1$ );

2) *частотно-імпульсне регулювання* (ЧІР) зміною частоти (періоду  $T$ ) слідування імпульсів при незмінній тривалості імпульсу ( $t_i = \text{const}$ ). Середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = \frac{Et_i}{T} = Et_i f.$$

При цьому способі регулювання максимальне значення вихідної напруги  $U_d$  наближається до напруги джерела живлення  $E$  при максимальній частоті слідування імпульсів  $f \rightarrow \frac{1}{t_i}$ . Мінімальне значення вихідної напруги  $U_d$  наближається до нуля при частоті слідування імпульсів  $f \rightarrow 0$ ;

3) *комбіноване регулювання* одночасною зміною обох параметрів імпульсів  $t_i$  і  $T$ .

Як регулюючий елемент (ключ) використовуються транзистори або тиристори. Для потужностей понад 1 кВт застосовують тиристори, які вимикаються за допомогою вузла примусової комутації. Напруга на виході регулюючого елемента імпульсна. Для одержання на навантаженні сталої напруги, яка дорівнює середньому значенню вихідної напруги  $U_d$ , між регулюючим елементом і навантаженням вмикають згладжувальний фільтр. У найпростішому випадку — це дросель  $L$ , з'єднаний послідовно з навантаженням, але найчастіше використовують Г-подібний  $LC$ -фільтр (рис. 14.3). На відміну від звичайного індуктивного або  $LC$ -фільтра у даному випадку фільтр доповнюється діодом  $VD$  (зворотний діод), щоб струм дроселя  $L$  протікав у інтервалах часу, коли ключ  $S$  розімкнений (транзистор  $VT$  закритий). При замиканні ключа  $S$  (транзистор  $VT$  відкритий) від джерела живлення  $E$  у навантаження  $R_d$  протікає струм по колу, вказаному безперервною лінією. У цей інтервал часу ( $0 \dots t_i$ ) діод  $VD$  закритий, і в елементах фільтра  $L$  і  $C$  накопичується енергія (рис. 14.4). При розмиканні ключа  $S$  (транзистор  $VT$  закритий) навантаження відокремлюється від джерела живлення  $E$  і струм у ньому підтримується за рахунок енергії, накопиченої в елементах фільтра. У цей інтервал часу ( $t_i \dots T$ ) конденсатор  $C$  розряджається на навантаження  $R_d$ . Струм дроселя  $L$  також протікає через навантаження  $R_d$  і замикається через діод  $VD$ , який у цей час відкритий.

Енергія, яка була накопичена у дроселі, також передається у на-



вантаження. Коло протікання струму дроселя в інтервал часу ( $t_i \dots T$ ) вказана переривчастою лінією на рис. 14.3.

Якщо на виході імпульсного регулятора є згладжувальний фільтр, то, як правило, використовується широтно-імпульсний метод регулювання. У заданому діапазоні регулювання напруги на навантаженні масогабаритні показники фільтра будуть мінімальними саме у широтно-імпульсних регуляторів, які, як відомо, працюють на фіксованій частоті.

Імпульсний метод регулювання має такі переваги: 1) високий ККД; 2) ефективне використання параметрів регулюючого елемента;

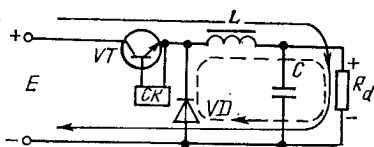


Рис. 14.3

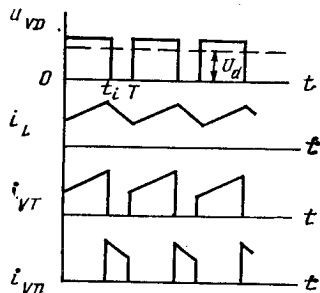


Рис. 14.4

3) менші масогабаритні показники порівняно з регуляторами безперервної дії; 4) менша чутливість до змін температури оточуючого середовища, оскільки регулюючим фактором є тривалість імпульсу, а не опір регулюючого елемента. Проте імпульсні регулятори мають такі недоліки: 1) необхідність застосовувати згладжувальні фільтри; 2) вища інерційність, пов'язана з використанням згладжувальних фільтрів; 3) великі швидкості зміни струму і напруги у силовому колі призводять до виникнення радіозавад.

#### 14.1.2. ОСНОВНІ СХЕМИ СИЛОВОГО КОЛА ІМПУЛЬСНИХ РЕГУЛЯТОРІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

На рис. 14.3 поданий один з можливих варіантів будови силового кола імпульсних регуляторів постійної напруги. Така схема називається схемою з послідовним вмиканням силового ключа, дроселя і навантаження. Особливістю цієї схеми є те, що тут у навантаженні не можна одержати напругу  $U_d$ , більшу за напругу джерела живлення ( $U_d \leq E$ ). Проте існують ще дві схеми будови силового кола імпульсного регулятора, властивості яких відрізняються від розглянутої схеми.

Схема із дроселем, ввімкненим послідовно з навантаженням, і ключем, ввімкненим паралельно навантаженню (рис. 14.5), дозволяє одер-

жати на навантаженні  $R_d$  напругу  $U_d$ , яка більша за напругу джерела живлення ( $U_d \geq E$ ). При замкненому ключі  $S$  дросель  $L$  під'єднується до джерела живлення  $E$ . Струм у дроселі зростає, і енергія накопичується. При розмиканні ключа  $S$  відкривається діод  $VD$ , і конденсатор заряджається за рахунок напруги, яка дорівнює сумі напруг джерела живлення  $E$  і ЕРС самоіндукції дроселя (полярність напруги на дроселі на даному етапі роботи вказана без дужок). При черговому замикан-

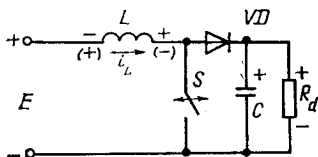


Рис. 14.5

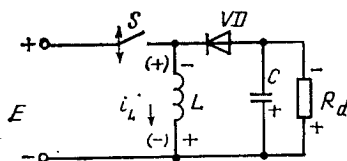


Рис. 14.6

ні ключа  $S$  діод  $VD$  закривається, і струм у навантаженні підтримується за рахунок енергії, накопиченої у конденсаторі  $C$ .

Схема із дроселем, з'єднаним паралельно з навантаженням, і ключем, ввімкненим послідовно з навантаженням (рис. 14.6), дозволяє одержати на навантаженні  $R_d$  напругу  $U_d$ , яка може бути більшою або меншою за напругу джерела живлення ( $U_d \leq E$ ).

Крім того, полярність вихідної напруги  $U_d$  у цій схемі протилежна полярності напруги джерела живлення  $E$ . При замиканні ключа  $S$  дросель  $L$  приєднується до джерела живлення і в ньому накопичується енергія. При розмиканні ключа  $S$  відкривається діод  $VD$ , і енергія, яка була накопичена у дроселі  $L$ , передається у конденсатор  $C$  і навантаження  $R_d$ . При замкненому ключі  $S$  діод  $VD$  закритий, і струм у навантаженні  $R_d$  підтримується за рахунок енергії, накопиченої у конденсаторі  $C$ .

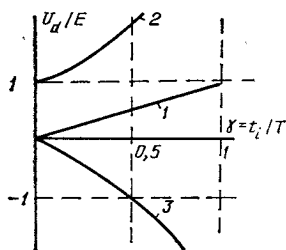


Рис. 14.7

З трьох розглянутих схем найширше застосовується схема з послідовним вмиканням дроселя, ключа і навантаження (рис. 14.3). Дві інші схеми порівняно з першою мають такі недоліки: 1) більш високі масогабаритні показники елементів згладжувального фільтра  $L$  і  $C$ ; 2) менша швидкодія, що пов'язана з більшими значеннями індуктивності і ємності згладжувального фільтра; 3) нелінійний характер регульовальної характеристики (рис. 14.7).

Останній недолік регуляторів у замкнених системах (наприклад, у стабілізаторах) утруднює забезпечення стійкої роботи системи.

Тому схеми на рис. 14.5 і 14.6 застосовують лише тоді, коли необхідно на навантаженні одержати напругу, яка перевищує напругу  $E$  джерела живлення або полярність якої протилежна його полярності.

### 14.1.3. ОДНОТАКТНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НАПРУГИ

Розглянуті схеми імпульсних регуляторів постійної напруги широко використовуються для одержання на навантаженні постійної напруги  $U_d$ , яка має той же порядок, що і напруга  $E$  джерела живлення. Недолік таких регуляторів — електричний зв'язок джерела живлення і навантаження. Щоб забезпечити електричну розв'язку джерела

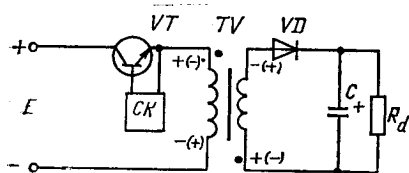


Рис. 14.8

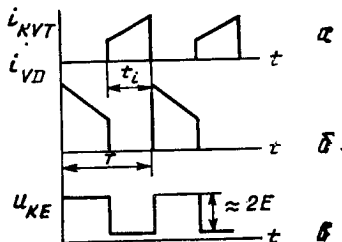


Рис. 14.9

живлення і навантаження або одержати на навантаженні напругу  $U_d$ , яка значно відрізняється від напруги  $E$  джерела живлення, використовують трансформаторні перетворювачі напруги. Одним із них є однотактний перетворювач напруги. За принципом дії силового кола однотактні перетворювачі поділяються на дві групи: 1) із зворотним і 2) з прямим вмиканням випрямляючого діода.

Принципова відмінність між цими групами перетворювачів полягає у способі передавання електричної енергії від джерела живлення у навантаження.

У перетворювачі із зворотним ввімкненням діода (рис. 14.8) дросель має первинну і вторинну обмотки і одночасно виконує функцію розділяючого трансформатора TV. У такому перетворювачі відкритому стану транзистора VT відповідає закритий стан діода VD, що забезпечується відповідним фазуванням обмоток трансформатора TV. Коли відкривається транзистор VT, від джерела живлення  $E$  через первинну обмотку трансформатора TV починає протікати струм (рис. 14.9, а). При цьому в індуктивності намагнічування трансформатора відбувається накопичування енергії. Полярність напруги на обмотках трансформатора на цьому етапі вказана на рис. 14.8 без дужок. Коли закривається транзистор VT, за рахунок ЕРС самоіндукції полярність напруги на обмотках трансформатора змінюється на протилежну (вказана в дужках). При цьому відкривається діод VD, і енергія, яка була накопичена у індуктивності намагнічування трансформатора, починає

надходити у навантаження  $R_d$  і конденсатор фільтра  $C$  (рис. 14.9, б). Таким чином, дросель (трансформатор TV) у схемі виконує такі функції: 1) накопичення електромагнітної енергії; 2) електрична розв'язка джерела живлення і навантаження; 3) одержання на навантаженні необхідного рівня напруги  $U_d$ , яка може суттєво відрізнятись від напруги  $E$  джерела живлення. До закритого транзистора у цій схемі прикладається напруга  $U_{KE}$ , яка дорівнює сумі напруг джерела живлення  $E$  і напруги на первинній обмотці трансформатора. Остання залежить від коефіцієнта заповнення імпульсів  $\gamma = t_i/T$ . Так, при  $\gamma =$

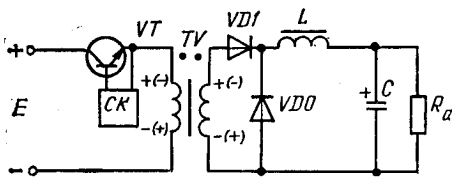


Рис. 14.10

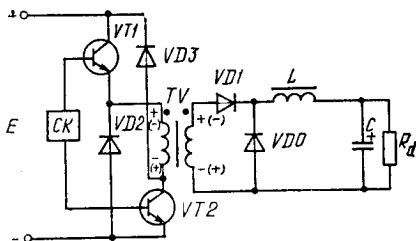


Рис. 14.11

$= 0,5$  напруга на первинній обмотці трансформатора дорівнює  $E$ , і до з'єднаного транзистора прикладається напруга  $U_{KE} = 2E$  (рис. 14.9, в). З урахуванням цього вибирають тип транзистора для роботи у розглянутій схемі. Головна перевага однотактних перетворювачів із зворотним вмиканням діода — їх простота і надійність. Такі перетворювачі не бояться короткого замикання з боку навантаження, оскільки процеси споживання енергії від джерела живлення і передавання її у навантаження розділені у часі. Недоліком схеми є те, що трансформатор повинен мати досить велику індуктивність намагнічування. При цьому у магнітопроводі трансформатора має бути немагнітний зазор, оскільки трансформатор виконує функцію накопичування електромагнітної енергії, а струм у його обмотках має постійну складову. Розглянутий однотактний перетворювач із зворотним вмиканням діода за принципом дії аналогічний схемі імпульсного регулятора з послідовним ключем і паралельним дроселем (рис. 14.6).

Схему однотактного перетворювача з прямим вмиканням діода подано на рис. 14.10. У такому перетворювачі при відкритому транзисторі VT діод VD також перебуває у відкритому стані. Отже, енергія від джерела живлення  $E$  через трансформатор TV передається у навантаження  $R_d$ . При цьому трансформатор TV забезпечує тільки електричну розв'язку і зміну рівня напруги  $U_d$  на навантаженні  $R_d$  по відношенню до напруги джерела живлення  $E$ . Оскільки у даній схемі трансформатор не виконує функції накопичування енергії, його індуктивність намагнічування може бути значно меншою, ніж у попередній

схеми. Функцію накопичення електромагнітної енергії у цій схемі виконує дросель фільтра  $L$  і конденсатор фільтра  $C$ . Діод  $VDO$  замикає коло для безперервного протікання струму дроселя в інтервалі часу, коли транзистор  $VT$  і діод  $VD1$  закриті. Суттєвим недоліком перетворювачів з прямим вмиканням діода є те, що в них у момент вимикання транзистора  $VT$  на обмотках трансформатора  $TV$  виникають великі перенапруги, оскільки при закриванні транзистора  $VT$  поляристіт напруги на обмотках трансформатора  $TV$  змінюється на протилежну (вказана у дужках). При цьому закривається і випрямляючий діод  $VD1$ . В результаті кола первинної і вторинної обмоток трансформатора розриваються. Через те, що в індуктивностях трансформатора до моменту вимикання транзистора буде накопичена енергія, виникають перенапруги на обмотках, що може призвести до виходу з ладу транзистора і діодів.

Цього недоліку можна позбутися, якщо ввести спеціальну розмагнічувальну обмотку трансформатора або використати схему однотактного перетворювача на двох транзисторах (рис. 14.11). У такому перетворювачі транзистори  $VT1$  і  $VT2$  працюють синхронно. Коли вмикаються транзистори, відкривається діод  $VD1$ , і енергія від джерела живлення  $E$  через трансформатор  $TV$  надходить у навантаження  $R_d$ . При цьому в елементах фільтра  $LC$  накопичується енергія. Коли вимикаються транзистори, закривається діод  $VD1$ , а діоди  $VDO$ ,  $VD2$  і  $VD3$  відкриваються. При цьому енергія, яка була накопичена в елементах фільтра, передається у навантаження, а енергія, яка була накопичена в індуктивностях трансформатора, через діоди  $VD2$  і  $VD3$  повертається до джерела живлення  $E$ . При цьому напруга на первинній обмотці трансформатора  $TV$ , а також на транзисторах  $VT1$  і  $VT2$  фіксується на рівні  $E$ .

На відміну від однотактних перетворювачів із зворотним вмиканням діода, перетворювачі з прямим вмиканням діода чутливі до перевантажень у колі навантаження. Це пояснюється тим, що споживання енергії від джерела живлення і передавання її у навантаження не розділені у часі. За своїм принципом дії перетворювачі з прямим вмиканням діода аналогічні імпульсним регуляторам з послідовним ввімкненням ключа, дроселя і навантаження (рис. 14.3).

Якщо використати відповідну систему керування, однотактні перетворювачі можуть забезпечити стабілізацію постійної напруги на навантаженні. Тому їх використовують як пристрої електроживлення електронної апаратури порівняно невеликої потужності (десятки ват). При більших потужностях масогабаритні показники трансформатора  $TV$  виявляються занадто великими, оскільки трансформатор перетворювача працює у режимі, аналогічному режиму роботи трансформатора в однотактних підсилювачах потужності. Протікання постійної складової струму в первинній обмотці призводить до підмагнічування осердя. Для послаблення цього явища необхідно завищувати габарити

трансформатора і вводити в осерді немагнітний зазор. При підвищених потужностях трансформаторні перетворювачі напруги доцільніше будувати за двотактною схемою. Такі пристрої належать до класу автономних інверторів і розглянуті далі.

#### 14.1.4. РЕВЕРСИВНІ ІМПУЛЬСНІ РЕГУЛЯТОРИ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

Реверсивні імпульсні перетворювачі постійної напруги дають змогу одержати на навантаженні регульовану напругу будь-якої полярності. Вони мають широке застосування в електроприводі для регулювання швидкості електродвигунів постійного струму і зміни напрямку їх обертання. Реверсивні перетворювачі будуються за мостовою схемою з навантаженням  $Z_d$ , під'єднаним до діагоналі моста (рис. 14.12). Як ключі  $S1...S4$  можуть бути використані транзистори або двоопераційні тиристори (одноопераційні тиристори потребують вузлів примусової комутації). У реверсивному імпульсному регуляторі (рис. 14.12) може бути використано два алгоритми керування силовими ключами.

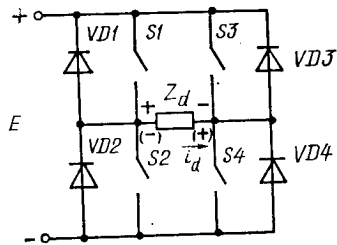


Рис. 14.12

**Алгоритм 1** — почергове вмикання пар ключів  $S1, S4$  і  $S2, S3$ . Часові діаграми роботи схеми, які відповідають цьому алгоритму, подано на рис. 14.13. В інтервал часу  $\tau_1$  ввімкнені ключі  $S1$  і  $S4$ , а в інтервал часу  $\tau_2$  — ключі  $S2$  і  $S3$ . Вихідна напруга перетворювача  $U_d$  має форму двополярних прямокутних імпульсів, амплітуда напруги в яких дорівнює напрузі  $E$  джерела живлення (рис. 14.13, а). Середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = \frac{1}{T} \left( \int_0^{\tau_1} E dt + \int_0^{\tau_2} (-E) dt \right) = \frac{E}{T} (\tau_1 - \tau_2).$$

Із формули видно, що при  $\tau_1 > \tau_2$  середнє значення напруги на навантаженні  $U_d > 0$ . При  $\tau_1 < \tau_2$   $U_d < 0$ , а при  $\tau_1 = \tau_2$   $U_d = 0$  (рис. 14.13, в, г). Таким чином, змінюючи співвідношення між тривалостями ввімкненого і вимкненого стану ключів  $S1, S4$  і  $S2, S3$ , можна регулювати середнє значення і полярність напруги на навантаженні. Для згладжування пульсацій струму  $i_d$  у навантаженні (рис. 14.13, б) послідовно з ним необхідно вмикати згладжувальний дросель. Нехай до моменту часу  $t_2$  ввімкнені ключі  $S1$  і  $S4$ . Струм навантаження протікає по колу  $(+E) - S1 - Z_d - S4 - (-E)$ . Оскільки струм у навантаженні зростає, в індуктивності накопичується енергія. У момент часу  $t_2$  ключі  $S1, S4$  вимикаються, а ключі  $S2, S3$  вмикаються. До наван-

таження  $Z_d$  подається напруга зворотної полярності (на рис. 14.12 вказана у дужках). Однак струм індуктивності навантаження не може швидко змінити свій напрям. В інтервалі часу  $t_2 \dots t_3$  він продовжує протікати у тому самому напрямі (вказаний стрілкою), замикаючись по колу  $Z_d - S3 - E - S2 - Z_d$ . При цьому струм втікає у позитивний полюс джерела живлення  $E$ . А це означає, що енергія повертається з навантаження в джерело живлення  $E$ . Оскільки як ключі  $S$  найчастіше використовуються транзистори або тиристори, які мають односторонню провідність, для протікання струму в розглянутий інтервал часу

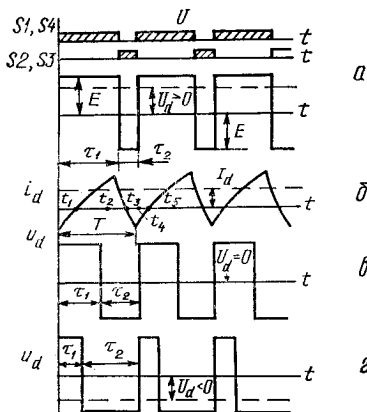


Рис. 14.13

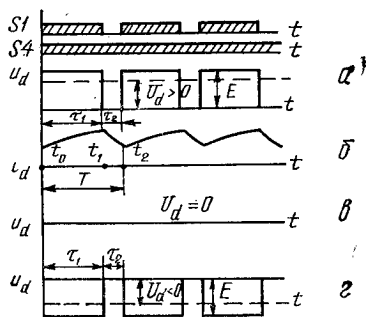


Рис. 14.14

ключі  $S1 \dots S4$  шунтують зустрічно-паралельно під'єднаними діодами  $VD1 \dots VD4$ . У момент часу  $t_3$  струм у навантаженні проходить через нуль і змінює напрям. Діоди  $VD2$  і  $VD3$  закриваються, і повернення енергії до джерела живлення закінчується. В інтервал часу  $t_3 \dots t_4$  від джерела живлення  $E$  у навантаження знову надходить енергія. Струм навантаження  $i_d$  протікатиме по колу  $(+E) - S3 - Z_d - S2 - (-E)$ . У момент часу  $t_4$  знову вмикаються ключі  $S1, S4$  і вимикаються  $S2, S3$ . В інтервал часу  $t_4 \dots t_5$  енергія з навантаження знову повертається в джерело живлення по колу  $Z_d - VD1 - E - VD4 - Z_d$ . Починаючи з моменту часу  $t_5$ , енергія знову відбирається від джерела живлення. Далі процеси повторюються. Для забезпечення плавного обертання двигуна треба зменшувати пульсації струму  $i_d$  у навантаженні. Недоліком розглянутого алгоритму керування є великі пульсації напруги на навантаженні ( $\Delta U = 2E$ ). Щоб зменшити пульсації струму  $i_d$ , необхідно використовувати згладжувальний дросель з великою індуктивністю.

**Алгоритм 2** — незалежна робота пар ключів  $S1, S4$  і  $S2, S3$ . Часові діаграми роботи схеми, які відповідають цьому алгоритму керування, подано на рис. 14.14. Для одержання на навантаженні напруги з по-

зитивною полярністю використовуються тільки ключі S1, S4. Причому один з ключів, наприклад S4, ввімкнений весь час. Тривалість вмикання ключа S1 в кожному періоді  $T$  дорівнює  $\tau_1$ . Форму напруги на навантаженні у розглянутому випадку подано на рис. 14.14,а. В інтервалі часу  $t_0 \dots t_1$  ввімкнені ключі S1, S4. Струм навантаження (рис. 14.14, б) протікає від джерела живлення  $E$  у навантаження по колу  $(+E) - S1 - Z_d - S4 - (-E)$ . В індуктивності відбувається накопичення енергії. В інтервалі часу  $t_1 \dots t_2$  ключ S1 вимкнений, а S4 не вимикається. При цьому струм  $i_d$  у навантаженні продовжує протікати у тому самому напрямі по колу  $Z_d - S4 - VD2 - Z_d$ . У розглянутому інтервалі часу навантаження  $Z_d$  шунтується ключем S4 і діодом VD2. Отже, напруга на ньому  $U_d \approx 0$ . Очевидно, що енергія, яка була накопичена в індуктивності, витратиться в активному опорі навантаження. Середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = \frac{E\tau_1}{T}.$$

Для одержання на навантаженні напруги іншої полярності ( $U_d < 0$  (рис. 14.14, з)) працюють ключі S2 і S3, причому один з них, наприклад S2, весь час ввімкнений, а S3 вмикається в інтервалі часу  $\tau_1$  в кожному періоді  $T$ . Для одержання на навантаженні напруги  $U_d = 0$  (рис. 14.14,е) усі ключі повинні бути вимкнені.

При розглянутому алгоритмі керування ключами пульсації напруги на навантаженні значно менші, ніж у попередньому випадку ( $\Delta U = E$ ). Отже, для згладжування пульсацій струму треба брати дросель з меншою індуктивністю. Однак система керування, яка забезпечує цей алгоритм керування, складніша, ніж попередня. Зокрема для забезпечення плавного характеру протікання процесів у навантаженні при зміні полярності напруги (реверсі) керування має передаватися з однієї пари ключів на іншу у момент проходження струму навантаження через нуль.

## 14.2. АУТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ

Інвертор — це пристрій, призначений для перетворювання постійної напруги у змінну. Всі інвертори поділяються на два класи: 1) інвертори, ведені мережею, і 2) автономні.

Навантаженням інверторів, ведених мережею, є мережа змінного струму. Вони призначені для передавання енергії від джерела постійного струму у мережу змінного струму.

Автономні інвертори — це вентиляльні пристрої, які перетворюють постійну напругу у змінну і працюють на автономне навантаження, яке не має у своєму складі інших джерел змінного струму. Такі інвертори широко застосовують для живлення споживачів змінного струму від джерела енергії постійного струму.



Як і всі вентиляльні перетворювачі, автономні інвертори будуються на базі силових керованих ключів. Принцип інвертування полягає в тому, що виводи навантаження за допомогою керованих ключів по чергово під'єднуються до протилежних полюсів джерела постійної напруги. Уся велика кількість інверторних схем зводиться до трьох основних схем інвертування (рис. 14.15, 14.16, 14.17).

Для реалізації напівмостової схеми (рис. 14.15) треба мати джерело живлення  $E$  з виводом середньої точки або два однакових джерела

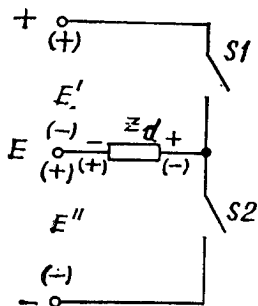


Рис. 14.15

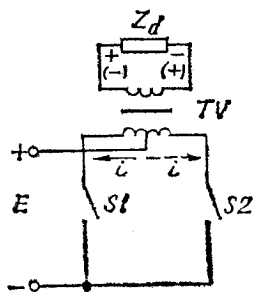


Рис. 14.16

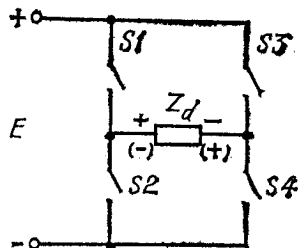


Рис. 14.17

$E'$  та  $E''$ . По чергово вмикаючи ключі  $S1$  і  $S2$  на рівні інтервали часу, одержимо на навантаженні  $Z_d$  змінну напругу прямокутної форми.

Для реалізації схеми з нульовим виводом трансформатора (рис. 14.16) треба мати трансформатор  $TV$ , який має вивід від середньої точки первинної обмотки. Внаслідок по чергового замикання ключів  $S1$  і  $S2$  струм у лівій і правій половинах первинної обмотки трансформатора  $TV$  протікатиме у протилежних напрямках. При цьому на навантаженні  $Z_d$ , яке приєднане до вторинної обмотки, формуватиметься змінна напруга прямокутної форми.

У мостовій схемі (рис. 14.17) по чергово замикаються пари ключів  $S1, S4$  і  $S2, S3$ . На навантаженні  $Z_d$ , яке ввімкнене у діагональ моста, також формується змінна напруга прямокутної форми.

У всіх трьох розглянутих схемах навантаження  $Z_d$  може під'єднуватися до інвертора через трансформатор. Однак, на відміну від схеми з нульовим виводом (рис. 14.16), у мостовій і напівмостовій схемах трансформатор не є принципово необхідним елементом. Найширше застосовується мостова схема інвертування, оскільки для її реалізації, на відміну від напівмостової схеми, потрібне тільки одне джерело живлення і немає необхідності у спеціальному трансформаторі, як у схемі з нульовим виводом.

У схемах інвертування можуть використовуватися повністю керовані ключі (транзистори, двоопераційні тиристори) і напівкеровані ключі—тиристори. В останньому випадку для вимикання тиристорів вводять вузли примусової комутації. Елементами вузлів примусової

комутації є реактивні елементи—дроселі і конденсатори. Ці елементи суттєво впливають на характер процесів у інверторі. Залежно від особливостей протікання електромагнітних процесів автономні інвертори поділяють на три типи: 1) автономні інвертори струму (AIC); 2) автономні інвертори напруги (AII); 3) автономні резонансні інвертори (API).

За способом керування силовими ключами інвертори поділяються на два типи: 1) інвертори із самозбудженням (автоколивальні); 2) інвертори із зовнішнім збудженням.

В інверторах із самозбудженням сигнали керування, які подаються на керовані ключі, формуються у силових колах інвертора. При цьому частота вихідної напруги визначається параметрами елементів силових схем. В інверторах із зовнішнім збудженням частота вихідної напруги визначається спеціальним задавальним генератором, який синхронізує роботу системи керування. Ширше використання мають інвертори із зовнішнім збудженням. Вони дозволяють забезпечити на навантаженні змінну напругу необхідної частоти, яка не залежить від процесів у силових колах. Крім того, змінюючи частоту задавального генератора, можна регулювати частоту змінної напруги у заданому діапазоні.

#### 14.2.1. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ НА ПОВНІСТЮ КЕРОВАНИХ ПРИЛАДАХ

У таких інверторах, як керовані ключі, використовують або транзистори, або двоопераційні тиристори. Ці інвертори побудовані за мостовою, напівмостовою схемами або за схемою з нульовим виводом трансформатора. Їх роботу розглянемо на прикладі мостової схеми, в якій як силові ключі використовують транзистори (рис. 14.18). Оскільки навантаження інверторів часто має активно-індуктивний характер, паралельно керованим ключам (транзистори VT1 ... VT4) зустрічно-паралельно вмикають діоди VD1 ... VD4. Ці діоди називають зворотними, і вони необхідні для обміну реактивною енергією між навантаженням  $Z_d$  і джерелом живлення  $E$ . Якщо джерело живлення  $E$  має односторонню провідність (наприклад, випрямляч), для забезпечення двосторонньої провідності на його виході ставлять конденсатор  $C$  з достатньою ємністю. Для забезпечення роботи інвертора система керування повинна по чергою вмикати пари транзисторів VT1, VT4 і VT2, VT3 (рис. 14.19). При цьому на навантаженні  $Z_d$  формується змінна напруга прямокутної форми з амплітудою  $\approx E$  (рис. 14.19, а). Оскільки навантаження  $Z_d$  має активно-індуктивний характер, струм у ньому змінюється за експоненціальним законом із сталою часу  $\tau = L_d/R_d$  (рис. 14.19, а). Нехай у момент часу  $t_1$  вмикаються транзистори VT1, VT4. При цьому полярність напруги на навантаженні вказана без дужок. Струм у навантаженні зростає. У момент часу  $t_2$  транзистори VT1 і VT4 вимикаються, а VT2, VT3 вмикаються. Полярність

напруги на навантаженні змінюється на протилежну (вказана у дужках). Однак, оскільки навантаження має індуктивний характер, струм у ньому не може миттєво змінити свій напрям. В інтервалі часу  $t_3 \dots t_4$  він, зменшуючись, продовжуватиме протікати в тому самому напрямі. При цьому відкриваються діоди VD2 і VD3, і струм навантаження протікатиме по колу  $Z_d - VD3 - E - VD2 - Z_d$ . Енергія, яка була накопичена в індуктивності навантаження, частково витрачатиметься в активному опорі навантаження і частково повертатиметься до джерела живлення  $E$ . У момент часу  $t_4$  струм  $i_d$  навантаження проходить через нуль і змінює напрям. В інтервалі часу  $t_4 \dots t_5$  струм

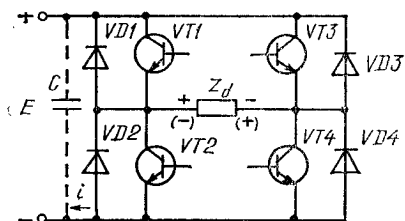


Рис. 14.18

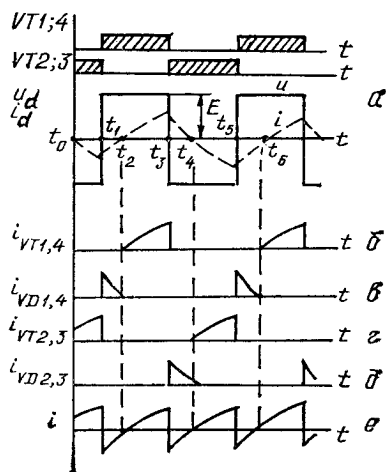


Рис. 14.19

$i_d$  навантаження протікає по колу  $(+E) - VT3 - Z_d - VT2 - (-E)$ . При цьому енергія знову надходить від джерела живлення  $E$  у навантаження  $Z_d$ . На рис. 14.19, б, в, г, д показана форма струму, який протікає через транзистори і зворотні діоди. Форма струму  $i$ , який споживається від джерела живлення, наведена на рис. 14.19, е.

Як показано вище, вихідна напруга інвертора не є синусоїдальною. Отже, крім основної гармоніки, частота якої дорівнює частоті вихідної напруги  $f$ , вона містить у собі вищі гармоніки, частота яких у ціле число разів більша за частоту основної гармоніки. Аналіз показує, що прямокутна напруга містить у собі тільки непарні гармоніки ( $3f$ ,  $5f$ ,  $7f$ ,  $9f$  ...), амплітуди яких складають такий процент від амплітуди основної (першої) гармоніки

|                        |      |    |      |      |     |     |
|------------------------|------|----|------|------|-----|-----|
| Номер гармоніки        | 3    | 5  | 7    | 9    | 11  | ... |
| % від першої гармоніки | 33,3 | 20 | 14,3 | 11,1 | 9,1 | ... |

Для ряду навантажень такий високий вміст вищих гармонік не бажаний. У цьому разі необхідно вживати додаткові заходи для зменшення вмісту вищих гармонік у вихідній напрузі і наближення її форми до синусоїдальної. Основні способи одержання синусоїдальної напруги на навантаженні інвертора розглянуті далі.

Коли як силові керовані ключі використовуються тиристори, характер процесів у силових колах значною мірою визначається елементами вузла примусової комутації тиристорів. При цьому виділяють три типи інверторів: струму, напруги і резонансні.

#### 14.2.2. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ СТРУМУ

Головною особливістю інверторів струму є те, що вони формують у навантаженні певну форму струму (як правило, прямокутну). Форма і фаза вихідної напруги на навантаженні суттєво залежить від характеру навантаження і його параметрів. Джерело живлення таких інверторів повинно працювати у режимі джерела струму. Якщо джерело енергії є джерелом напруги, для наближення його характеристик до характеристик джерела струму на його виході ставлять дросель  $L$  з досить великою індуктивністю. Принцип роботи інверторів струму розглянемо на прикладі мостової схеми (рис. 14.20). Основні часові діаграми подано на рис. 14.21.

Нехай в інтервалі часу  $t_0 \dots t_1$  були ввімкнені тиристори VS2, VS3. При цьому напрям протікання інвертованого струму показаний суцільною стрілкою, а його форму показано на рис. 14.21, *д*. За рахунок цього струму заряджається конденсатор  $C$  по колу  $(+E) - L - VS3 - C - VS2 - (-E)$  з полярністю, яка вказана без джок. Оскільки навантаження під'єднане паралельно конденсатору  $C$ , напруга  $u_d$  на навантаженні повторює напругу  $u_c$  на конденсаторі (рис. 14.21, *е*). У момент часу  $t_1$  від системи керування подаються імпульси на керуючі електроди тиристорів VS1 і VS4 (рис. 14.21, *а*, *б*), і ці тиристори вмикаються. При цьому усі чотири тиристори будуть ввімкненими. Для конденсатора  $C$  через ввімкнені тиристори створюються два практично короткозамкнених кола розрядження  $C - VS4 - VS2 - C$  і  $C - VS3 - VS1 - C$ . Струм розрядження конденсатора  $C$  у цих контурах протікає таким чином, що він сприяє вмиканню тиристорів VS1 і VS4. У тиристорах VS2 і VS3 цей струм протікає назустріч струму, який протікав раніше через ці тиристори. Оскільки опір відкритих тиристорів дуже малий, струм розрядження конденсатора швидко досягає значення, яке дорівнює струму дроселя  $L$ , що протікав через тиристори VS2, VS3. При цьому сумарний струм через ці тиристори стає рівним нулю і вони вимикаються. Струм дроселя переходить у тиристори VS1 і VS4. При цьому напрям інвертованого струму  $i_i$  змінюється на протилежний. Конденсатор  $C$  починає перезаряджатися по колу  $(+E) - L - VS1 - C - VS4 - (-E)$ . У момент часу  $t_2$  напруга на конденсаторі проходить через нуль і її полярність зміню-

ється на протилежну (вказана у дужках). Поки конденсатор  $C$  розряджався до нуля (інтервал часу  $t_1 \dots t_2$ ), до тиристорів  $VS_2, VS_3$ , які вимкнулися у момент часу  $t_1$ , через ввімкнені тиристори  $VS_1, VS_4$  була прикладена зворотна напруга, яка дорівнює напрузі на конденсаторі  $C$  (рис. 14.21,  $\varepsilon$ ). Ця напруга сприяє відновленню вентильних властивостей тиристорів. Тому інтервал часу  $t_1 \dots t_2$  називають інтервалом відновлення  $t_{\text{відн}}$ . Необхідно, щоб час, який надається для відновлення, був більший від часу вимкнення тиристора  $t_{\text{відн}} \geq t_q$ . У момент ча-

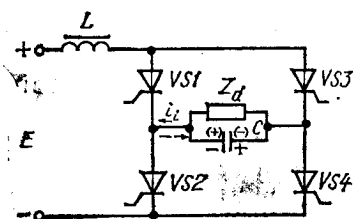


Рис. 14.20

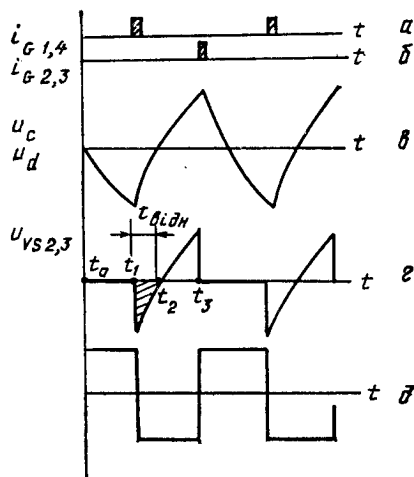


Рис. 14.21

су  $t_3$  знову вмикаються тиристори  $VS_2$  і  $VS_3$ , і процеси повторюються. На навантаженні  $Z_d$  формується змінна напруга експоненційної форми, яка повторює напругу на конденсаторі  $C$ . Головне призначення конденсатора  $C$  — комутація (вимикання) тиристорів. Дросель  $L$ , який входить у коло перезаряджання конденсатора, забезпечує уповільнення процесу перезаряджання конденсатора, а також обмежує струм джерела живлення у ті моменти часу, коли всі чотири тиристори ввімкнені. Отже, конденсатор  $C$  і дросель  $L$  є елементами вузла примусової комутації тиристорів.

Навантажувальна характеристика інвертора струму «м'яка» (рис. 14.22). При малих діючих значеннях струму навантаження в елементах вузла комутації відбувається накопичення енергії, і напруга на конденсаторі  $C$  (навантаженні  $Z_d$ ) значно зростає. Це може вивести з ладу елементи схеми інвертора (пробивання конденсатора, тиристорів, діодів). Тому струм навантаження не може бути меншим за  $I_{dmin}$ . Із збільшенням струму в навантаженні конденсатор  $C$  швидше розряджається через навантаження  $Z_d$ , тобто скорочується час, який надається тиристорам для відновлення їх вентильних властивостей  $t_{\text{відн}}$ . При де-

якому струмі навантаження  $I_{dmax}$  час, який надається для відновлення, стає меншим, ніж час вимкнення тиристора:  $t_{відн} < t_q$ . Тиристори не встигають відновити свої вентиляльні властивості, і у момент появи на них прямої напруги вони повторно вмикаються. При цьому ввімкнені всі чотири тиристори, а конденсатор  $C$  практично розряджений. Настає коротке замикання джерела живлення. Такий режим є аварійним і називається перевертанням інвертора. Таким чином, інвертор струму має обмежений діапазон зміни струму навантаження.

Перевагою інверторів струму є плавна зміна вихідної напруги. Така її форма ближча до синусоїдальної, ніж прямокутна. Недоліком є велика залежність вихідної напруги від опору навантаження. Тому такі інвертори часто використовують для живлення фіксованих навантажень.

Якщо навантаження змінюється у широких межах, треба передбачити заходи для стабілізації вихідної напруги. Автономні інвертори струму часто використовують як резервне джерело живлення, коли зникає напруга в мережі змінного струму 50 і 400 Гц.

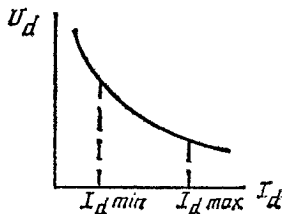


Рис. 14.22

### 14.2.3. АВТОНОМНІ РЕЗОНАНСНІ ІНВЕРТОРИ

До складу резонансного інвертора також входить дросель  $L$ , який вмикають послідовно з комутуючим конденсатором  $C_k$ . Але індуктивність цього дроселя значно менша, ніж в інверторах струму. Спільно з комутуючим конденсатором і навантаженням цей дросель утворює коливальний контур, процеси в якому мають резонансний характер. Вимикання тиристорів у таких інверторах найчастіше відбувається за рахунок зменшення струму в коливальному контурі до нуля. Існують різні варіанти будови схем резонансних інверторів. Розглянемо найхарактерніші особливості цих пристроїв на прикладі мостової схеми (рис. 14.23).

У момент часу  $t_0$  на керуючі електроди тиристорів VS1 і VS4 надходить керуючий імпульс (рис. 14.24, а). Через навантаження  $Z_d$ , ввімкнене послідовно з елементами коливального контура  $L_k C_k$ , починає протікати струм, який має форму півхвилі синусоїди. Для забезпечення коливального характеру процесів у колі навантаження добротність коливального контура, що визначається відношенням хвильового опору контура  $\rho = \sqrt{L/C}$  до його активного опору  $R$ :  $Q = \rho/R$ , має бути  $Q > 1/2$ . Параметри  $L$ ,  $C$  і  $R$  охоплюють усі індуктивності, ємності і активні опори, які входять у коливальний контур. Так, якщо навантаження  $Z_d$  має активно-індуктивний характер,  $L = L_k + L_d$ . Активний опір  $R$  об'єднує опір навантаження  $R_d$ , а також активні опори індуктивності  $L_k$ , ввімкнених тиристорів VS1 і VS4 і з'єднувальних проводів.

Для забезпечення високого ККД активний опір навантаження має бути значно більшим за інші активні опори, що входять у коливальний контур. Тому часто вважають, що активний опір контура  $R = R_d$ .

У момент часу  $t_1$  струм навантаження  $i_d$  проходить через нуль, і тиристори VS1, VS4 (рис. 14.24, в) вимикаються. Для того, щоб ці тиристори встигли відновити свої вентиляльні властивості, імпульси керування на наступну пару тиристорів VS2 і VS3 необхідно подавати з деякою затримкою відносно моменту вимкнення тиристорів VS1 і VS4

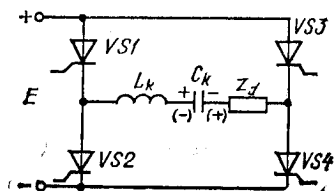


Рис. 14.23

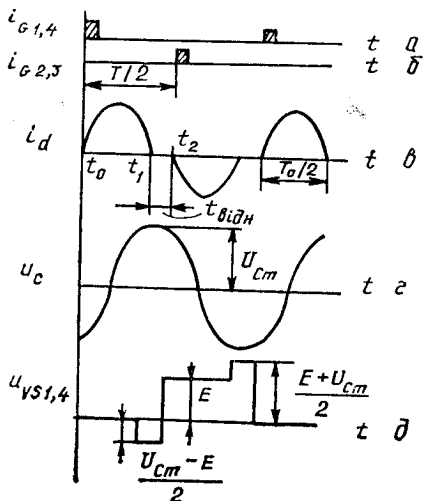


Рис. 14.24

(рис. 14.24, б). Протягом інтервалу часу  $t_1 \dots t_2$  ці тиристори відновлюють свої вентиляльні властивості, до них прикладена зворотна напруга, яка дорівнює  $(U_{ct} - E)/2$  (рис. 14.24, д), де  $U_{ct}$  — напруга на конденсаторі  $C$  у момент вимкнення тиристорів VS1 і VS4 (рис. 14.24, в). Після ввімкнення тиристорів VS2 і VS3 через навантаження  $Z_d$  починає протікати півхвиля синусоїдального струму  $i_d$  у зворотному напрямі (рис. 14.24, в). Далі процеси повторюються. Очевидно, що для нормальної роботи розглянутої схеми власна частота коливального резонансного контура  $f_0 \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  має бути більшою за частоту  $f$  слідування імпульсів керування на тиристори.

У цьому випадку працюючі тиристори вимикаються раніше, ніж вмикається наступна пара тиристорів. При заданій частоті  $f_0$  коливальних  $LC$ -контура регулювати потужність у навантаженні  $Z_d$  можна, змінюючи частоту  $f$  слідування імпульсів керування на тиристори, що еквівалентно регулюванню тривалості паузи  $t_1 \dots t_2$ . Для нормальної роботи інвертора тривалість цього інтервалу часу, який надається тиристорам для відновлення вентиляльних влас-

тивостей, повинна бути не меншою від часу вимикання  $t_q$ :

$$t_{\text{відн}} = t_2 - t_1 = \frac{1}{2f} - \frac{1}{2f_0} = \frac{T - T_0}{2} \geq t_q.$$

Недоліком розглянутого методу регулювання є те, що із збільшенням паузи  $t_1 \dots t_2$  форма струму і напруги на навантаженні суттєво відрізняється від синусоїдальної. Розглянутий інвертор працює у режимі з природною комутацією. Існують схеми резонансних інверторів, які працюють у режимі примусової комутації. У таких схемах наступна пара тиристорів може ввімкнутися до вимикання працюючих тиристорів ( $f_0 < f$ ), але струм і напруга на навантаженні також відрізняються від синусоїдальних, і тільки коли  $f_0 = f$ , струм і напруга на навантаженні будуть чисто синусоїдальні.

Оскільки на власну частоту коливань контура  $f_0$  впливають параметри навантаження, такий режим можливий тільки для фіксованого навантаження.

Перевагою резонансних інверторів є те, що в них у момент вмикання струм через тиристори зростає плавно. Це забезпечує мінімальні комутаційні втрати потужності, підвищує надійність, особливо на підвищених частотах. Тому резонансні інвертори найчастіше використовують для роботи на підвищених частотах (до десятків кГц), а також у різних технологічних установках (електротермія, генератори ультразвукових коливань, обробка матеріалів і т. ін.).

#### 14.2.4. АВТОНОМНІ ІНВЕРТОРИ НАПРУГИ

Особливістю інверторів напруги є те, що вони формують на навантаженні задану форму напруги (як правило, прямокутну). Форма і фаза струму у навантаженні залежать від характеру навантаження і його параметрів. Розглянуті вище інвертори на повністю керованих приладах за своїм принципом дії є інверторами напруги. Інвертори напруги можуть бути також побудовані на базі тиристорів. У таких інверторах елементи вузла примусової комутації мають найменшу встановлену потужність порівняно з інверторами струму і резонансними інверторами. Це пов'язано з тим, що реактивні елементи в інверторі напруги виконують тільки функцію комутації тиристорів і не призначені для компенсації реактивної потужності навантаження.

Розглянемо принцип дії мостового інвертора напруги на тиристорах (рис. 14.25). Нехай у початковий момент часу були ввімкнені тиристори VS2, VS3. Від джерела живлення у навантаження протікає струм  $i_a$  по колу  $(+E) - L1 - VS3 - Z_a - VS2 - L2 - (-E)$ . Конденсатор  $C$  заряджений до напруги, яка дорівнює  $E$ , з полярністю, вказаною у дужках (рис. 14.26, а). У момент часу  $t_1$  вмикаються тиристори VS1, VS4. При цьому, як і в інверторі струму (рис. 14.20), чотири ввімкнені тиристори створюють два короткозамкнених контури розрядження комутуючого конденсатора  $C$ . В результаті струм розрядження кон-



денсатора швидко зростає, і тиристори VS2 і VS3 вимикаються. Одночасно з цим починається процес перезаряджання конденсатора  $C$  по колу  $(+E) - L1 - VS1 - C - VS4 - L2 - (-E)$ . Цей процес має резонансний характер, і напруга на конденсаторі в кінці перезаряджання мала б бути більшою за напругу джерела живлення  $E$ . Але як тільки  $U_c = E$ , відкриваються діоди VD1 і VD4, і напруга на конденсаторі  $C$  і навантаженні  $Z_d$  фіксується на рівні  $E$  (мо-

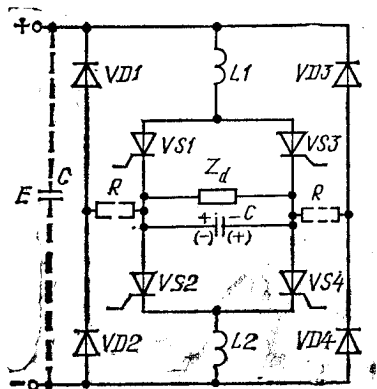


Рис. 14.25

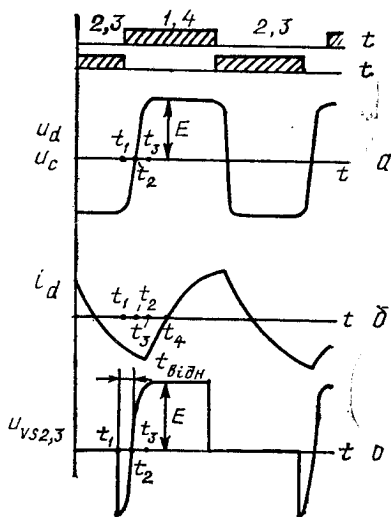


Рис. 14.26

мент часу  $t_3$  на рис. 14.26, а). Якщо навантаження  $Z_d$  має активно-індуктивний характер, у момент  $t_3$  закінчення перезаряджання конденсатора, коли полярність напруги на навантаженні змінилась на протилежну, струм у навантаженні продовжує протікати у попередньому напрямі по колу  $Z_d - VD1 - E - VD4 - Z_d$ , реактивна енергія, яка була накопичена в індуктивності навантаження, частково повертається до джерела живлення  $E$  (інтервал часу  $t_3 \dots t_4$  (рис. 14.26, б)). Напруга на тиристорах, що вимкнулися, дорівнює напрузі на комутуючому конденсаторі  $C$  (рис. 14.26, в). В інтервалі часу  $t_1 \dots t_2$  до закритих тиристорів VS2, VS3 прикладена напруга зворотної полярності (відновлюються їх вентильні властивості). Цей інтервал часу має бути більшим за час  $t_q$ , протягом якого тиристори вимикаються:

$$t_{\text{відн}} = t_2 - t_1 \geq t_q.$$

Комутуючі дроселі L1, L2 уповільнюють процес перезаряджання комутуючого конденсатора  $C$  і впливають на час  $t_{\text{відн}}$ . У момент  $t_1$  вмикання чергової пари тиристорів в комутуючих дроселях L1, L2 проті-

кає струм, який дорівнює струму навантаження  $i_d(t_1)$ . У момент  $t_2$  закінчення перезаряджання конденсатора  $C$  і ввімкнення діодів  $VD1$  і  $VD4$  запас електромагнітної енергії у дроселях зростає, оскільки до струму навантаження додається струм перезаряджання конденсатора. Після відкриття діодів надлишок енергії, який був накопичений у комутуючих дроселях, розсіюється в активних опорах контурів  $L1 - VS1 - VD1 - L1$  і  $L2 - VD4 - VS4 - L2$ . Для прискорення цього процесу і запобігання накопиченню енергії в комутуючих дроселях іноді у ці контури вводять невеликий опір  $R$  (рис. 14.25). Однак при цьому ККД інвертора зменшується. Якщо навантаження приєднане до інвертора через трансформатор, зворотні діоди  $VD1 \dots VD4$  можна приєднати до відпайок його первинної обмотки. У цьому випадку надлишок енергії із дроселів частково повертатиметься до джерела живлення  $E$ .

Розглянутий інвертор має високі якісні показники: 1) форма вихідної напруги практично не залежить від характеру навантаження; 2) вихідна напруга мало залежить від струму в навантаженні («жорстка» навантажувальна характеристика); 3) інвертор надійно працює в широкому діапазоні зміни струму навантаження при будь-якому навантаженні; 4) невеликі масогабаритні показники вузла комутації; 5) високий ККД. Тому розглянутий інвертор має широке застосування як джерело живлення змінного струму.

#### 14.2.5. БАГАТОФАЗНІ ІНВЕРТОРИ

Для одержання змінної напруги з числом фаз  $m > 1$  використовують різні схеми багатофазних автономних інверторів. Найбільш широко використовують трифазні інвертори ( $m = 3$ ). Електромагнітні процеси у трифазних інверторах залежать від багатьох факторів: характеру навантаження, способу з'єднання навантажень, схеми інвертора, алгоритму керування силовими ключами. У перетворювальній техніці найпоширеніші трифазні інвертори, побудовані на базі трьох однофазних, а також побудовані за трифазною мостовою схемою.

**Трифазний інвертор, побудований на базі трьох однофазних.** У такому інверторі об'єднані три однакові однофазні інвертори  $IN1$ ,  $IN2$ ,  $IN3$  (рис. 14.27), які мають формувати змінні напруги, зміщені за фазою одна відносно одної на  $120^\circ$  або  $T/3$  (рис. 13.28). Навантаження до інверторів приєднують за допомогою однофазних трансформаторів  $TV1$ ,  $TV2$  і  $TV3$ . Вторинні обмотки трансформаторів з'єднують зіркою. У разі з'єднання їх трикутником у контурі протікають вищі гармоніки струму, кратні трьом. Це призводить до додаткового нагрівання обмоток трансформаторів і збільшення їх розрахункової потужності. Навантаження інвертора з'єднують як трикутником, так і зіркою (рис. 14.27).

Коли навантаження з'єднані зіркою, на кожному з них  $Z_A$ ,  $Z_B$  і  $Z_G$  формується фазна напруга, яка дорівнює вихідній напрузі відповід-

ного інвертора. Якщо  $IN1$ ,  $IN2$ ,  $IN3$  — інвертори напруги, фазні напруги будуть змінними, прямокутної форми, з амплітудою  $U = nE$  (рис. 14.28, а, б, в), де  $n = \omega_2/\omega_1$  — коефіцієнт трансформації трансформаторів  $TV1 \dots TV3$ .

Коли навантаження з'єднані трикутником, на кожному з них  $Z_{AB}$ ,  $Z_{BC}$ ,  $Z_{CA}$  формується лінійна напруга, яка дорівнює різниці потенціалів відповідних фаз. Ця напруга змінна, прямокутної форми, з трива-

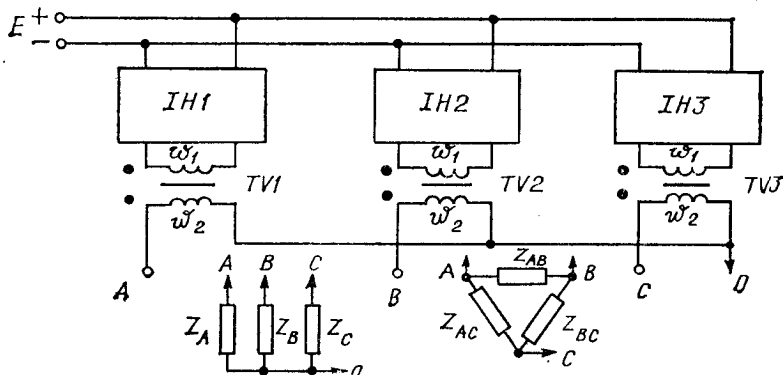


Рис. 14.27

лістю півхвилі  $\lambda = T/3$  і паузи  $\lambda_{\text{п}} = T/6$  (рис. 14.28, г, д, е), з амплітудою  $2U = 2nE$ .

Перевагою розглянутої будови трифазного інвертора є те, що кожен з однофазних інверторів працює незалежно від інших і може бути використаний окремо. Недоліком є складність пристрою і велика кількість вентилів у ньому. Трифазний інвертор, побудований за трифазною мостовою схемою, позбавлений цього недоліку.

**Інвертор, побудований за трифазною мостовою схемою.** Схема такого трифазного мостового інвертора аналогічна схемі трифазного мостового випрямляча. На рис. 11.29 подано схему інвертора напруги на повністю керованих ключах (двоопераційні тиристори  $VS1 \dots VS6$ ). На відміну від випрямляча, керовані вентиля шунтуються зворотними діодами  $VD1 \dots VD6$ . Ці діоди відіграють ту саму роль, що і зворотні діоди в однофазних схемах — через них відбувається обмін реактивною енергією між навантаженнями і джерелом живлення, а також між фазами навантаження. Навантаження інвертора можуть бути з'єднані трикутником або зіркою (рис. 14.29).

В інверторах, побудованих за трифазною мостовою схемою, можливі два алгоритми роботи керованих ключів  $VS1 \dots VS6$ : 1) з тривалістю замкненого стану ключа  $\lambda = 120^\circ$  ( $T/3$ ) і 2) з  $\lambda = 180^\circ$  ( $T/2$ ). У інверторах на повністю керованих ключах режим  $\lambda = 120^\circ$ , як правило, не використовується, оскільки у даному режимі форма вихідної на-

пруги залежить від характеру і параметрів навантаження. Розглянемо більш детально режим  $\lambda = 180^\circ$ , в якому форма вихідної напруги не залежить від навантаження. Алгоритм роботи силових ключів VS1 ... VS6 подано на рис. 14.30, а. Кожен клапан працює протягом інтервалу часу  $\lambda = T/2$ . Через кожні  $60^\circ$  ( $T/6$ ) вмикається черговий клапан і вимикається один з працюючих. Керовані клапани, які належать до однієї фази (наприклад, VS1 і VS2, які формують напругу фази А), завжди знаходяться у протилежному стані. При алгоритмі керування, який розглядаємо, у будь-який момент часу одночасно ввімкнені три клапани, два з яких належать до однієї групи (анодної або катодної), а третій — до протилежної.

Коли навантаження з'єднані трикутником, на них формується лінійна напруга, яка дорівнює різниці потенціалів у точках при-

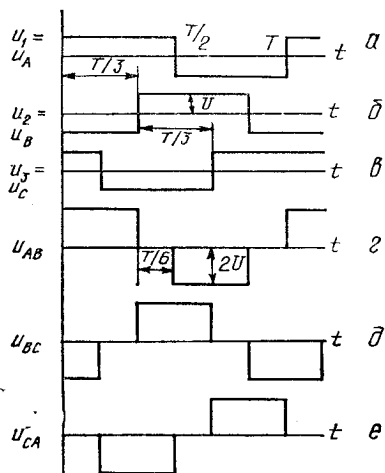


Рис. 14.28

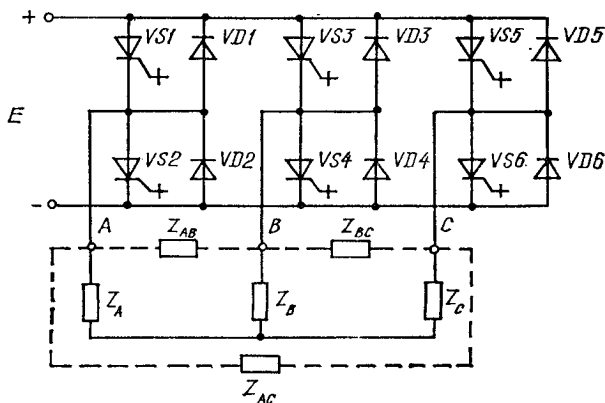


Рис. 14.29

єднання відповідних фаз. Наприклад,  $u_{AB} = u_A - u_B$  (рис. 14.30, б). Лінійна напруга має форму двополярних прямокутних імпульсів з амплітудою  $U = E$ , тривалістю імпульсу  $\lambda = T/3$  і тривалістю паузи  $\lambda_n = T/6$ . Для пояснення принципу формування лінійної напруги  $u_{AB}$  (рис. 14.30, б) розглянемо еквівалентні схеми з'єднання

навантажень в інтервали часу позитивного півперіоду. У відповідності з приведеним на рис. 14.30, а алгоритмом роботи силових ключів еквівалентні схеми з'єднання навантажень в інтервали часу 1...3 матимуть вигляд таких, як наведений на рис. 14.31. Навантаження  $Z_{AB}$  в інтервали часу 1 і 2 приєднане до джерела живлення  $E$ , а в інтервалі часу 3 через вентилі 1 і 3 закорочене саме на себе. Тому напруга на навантаженні на цьому інтервалі дорівнює нулю. Аналогічно можна розглянути й інтервали часу негативного півперіоду. На інших навантаженнях  $Z_{BC}$  і  $Z_{AC}$  формується така сама напруга, як і на  $Z_{AB}$ , але зміщена за фазою відповідно на  $T/3$  і  $2T/3$ .

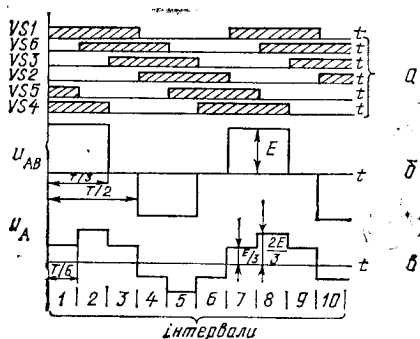


Рис. 14.30

Коли навантаження з'єднані зіркою, форма і параметри лінійних напруг не змінюються. Однак у цьому випадку на навантаженнях  $Z_A$ ,  $Z_B$  і  $Z_C$  відносно їх спільної точки (0-ї точки) формуються фазні напруги  $u_A$ ,  $u_B$  і  $u_C$ . Форму фазної напруги  $u_A$  подано на рис. 14.30, в. Принцип формування напруги  $u_A$  пояснюють еквівалентні схеми з'єднання навантажень в інтервали часу позитивного півперіоду (рис. 14.32). Якщо опір навантаження усіх фаз однаковий, то напруга

на кожній з фаз дорівнює  $\frac{1}{3}E$  (коли ця фаза приєднана паралельно одній з інших фаз) і  $\frac{2}{3}E$  (коли послідовно з двома іншими фазами, які з'єднані паралельно). Таким чином, коли навантаження з'єднані зіркою, напруга на кожній із фаз має форму ступінчастої кривої. Амплітуда змінюється через кожні  $60^\circ$  ( $T/6$ ) і становить  $\frac{1}{3}E$  або  $\frac{2}{3}E$ . Фазні напруги зміщені одна відносно одної на  $120^\circ$  або ( $T/3$ ).

га на кожній з фаз дорівнює  $\frac{1}{3}E$  (коли ця фаза приєднана паралельно одній з інших фаз) і  $\frac{2}{3}E$  (коли послідовно з двома іншими фазами, які з'єднані паралельно). Таким чином, коли навантаження з'єднані зіркою, напруга на кожній із фаз має форму ступінчастої кривої. Амплітуда змінюється через кожні  $60^\circ$  ( $T/6$ ) і становить  $\frac{1}{3}E$  або  $\frac{2}{3}E$ . Фазні напруги зміщені одна відносно одної на  $120^\circ$  або ( $T/3$ ).

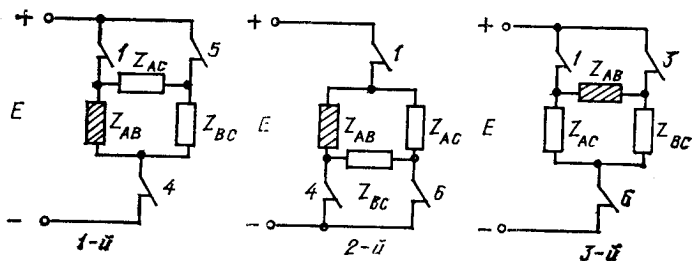


Рис. 14.31

на кожній з фаз дорівнює  $\frac{1}{3}E$  (коли ця фаза приєднана паралельно одній з інших фаз) і  $\frac{2}{3}E$  (коли послідовно з двома іншими фазами, які з'єднані паралельно). Таким чином, коли навантаження з'єднані зіркою, напруга на кожній із фаз має форму ступінчастої кривої. Амплітуда змінюється через кожні  $60^\circ$  ( $T/6$ ) і становить  $\frac{1}{3}E$  або  $\frac{2}{3}E$ . Фазні напруги зміщені одна відносно одної на  $120^\circ$  або ( $T/3$ ).

Форма вихідної напруги трифазного мостового інвертора є більш сприятливою для більшості навантажень, ніж напруга прямокутної форми, яку дають однофазні інвертори напруги. Це пов'язано з тим, що у вихідній напрузі трифазного мостового інвертора відсутні вищі гармоніки, кратні трьом. В результаті така напруга ближча до синусоїдальної, ніж прямокутна.

Трифазні інвертори можна використовувати для живлення асинхронних двигунів змінного струму. Змінюючи частоту задавального

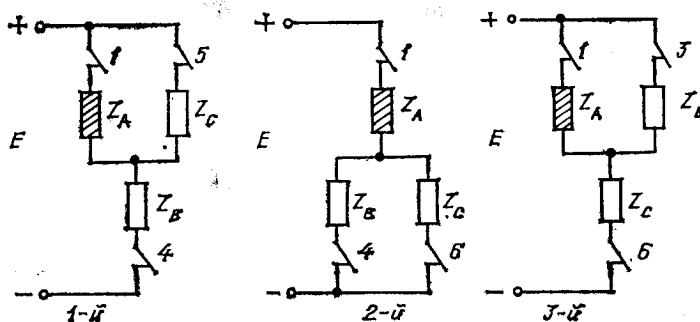


Рис. 14.32

генератора системи керування, можна регулювати частоту вихідної напруги інвертора. Тим самим забезпечується частотне регулювання швидкості асинхронного двигуна.

#### 14.2.6. ОСНОВНІ СПОСОБИ РЕГУЛЮВАННЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ ІНВЕРТОРІВ

Вихідна напруга автономних інверторів залежить від: 1) напруги джерела живлення; 2) схеми інвертора і електромагнітних процесів, які в ній протікають; 3) характеру і параметрів навантаження.

У багатьох випадках на навантаженні автономного інвертора необхідно одержати певне діюче значення напруги або забезпечити її регулювання у необхідному діапазоні. Регулювати напругу можна трьома різними способами:

- 1) змінюючи напругу живлення  $E$  на вході інвертора;
- 2) за допомогою самого інвертора, ускладнюючи алгоритм роботи його ключів;
- 3) безпосередньо на навантаженні інвертора.

Оскільки діюче значення вихідної напруги інвертора пропорційне напрузі джерела живлення  $E$ , між джерелом живлення  $E$  і інвертором АІ вмикають регулятор постійної напруги (РПН), який забезпечує необхідний закон регулювання напруги на навантаженні (Н) (рис. 14.33) першим способом. Якщо джерелом живлення є джерело постійної на-

пруги, як регулятор напруги можна використовувати один із розглянутих вище імпульсних регуляторів постійної напруги. Якщо джерелом живлення є мережа змінного струму, як регулятор постійної напруги найчастіше використовують керований випрямляч. При такому регулюванні практично не змінюється форма і гармонічний склад вихідної напруги інвертора. Проте на виході регулятора треба ставити згладжувальні фільтри, збільшуючи інерційність регулятора і масогабаритні показники всього перетворювача. Крім того, знижується ККД перетворювача, оскільки має місце двократне перетворення енергії (регулювання й інвертування).

В інверторах напруги широко використовується другий спосіб регулювання діючого значення напруги на навантаженні за рахунок

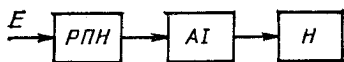


Рис. 14.33

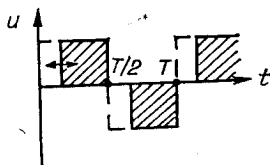


Рис. 14.34

широотно-імпульсного регулювання вихідної напруги інвертора. Для цього змінюють тривалість замкненого стану керованих ключів інвертора в межах напівперіоду вихідної напруги (рис. 14.34). Оскільки інвертор одночасно виконує функцію інвертування і регулювання напруги, має місце однократне перетворення енергії, і ККД перетворювача вищий, ніж у першому випадку. Однак при такому регулюванні значно змінюється гармонічний склад вихідної напруги.

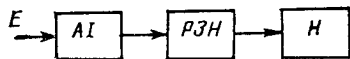


Рис. 14.35

Регулювати напругу на навантаженні можна за допомогою різних типів регуляторів змінної напруги (РЗН), наприклад, фазових регуляторів, ввімкнених між інвертором АІ і навантаженням Н (рис. 14.35). Однак такий спосіб регулювання вимагає використання додаткового пристрою — РЗН, що призводить до збільшення масогабаритних показників і зменшення ККД перетворювача. Крім того, як відомо, фазові регулятори спотворюють форму вихідної напруги, тому такий спосіб регулювання має обмежене застосування.

Таким чином, залежно від того, що є головною вимогою при проектуванні перетворювача: масогабаритні показники, ККД, гармонічний склад вихідної напруги чи складність схеми, вибирають той чи інший метод регулювання діючого значення напруги на навантаженні інвертора.

#### 14.2.7. ПОКРАЩАННЯ ГАРМОНІЧНОГО СКЛАДУ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ ІНВЕРТОРА

Вихідна напруга більшості типів автономних інверторів значно відрізняється від синусоїдальної. Крім того, при регулюванні вихідної напруги на навантаженні інвертора у більшості випадків також погіршується гармонічний склад вихідної напруги. Для оцінки ступеня відмінності форми змінної напруги від синусоїдальної вводять такий параметр, як *коефіцієнт несинусоїдальності*, або *коефіцієнт гармонік*, який дорівнює відношенню діючого значення напруги всіх вищих гармонік ( $k \geq 2$ , де  $k$  — номер гармоніки) до діючого значення вихідної напруги  $U$ .

$$k_r = \sqrt{\frac{U^2 - U_{(1)}^2}{U^2}},$$

де  $U_{(1)}$  — діюче значення першої гармоніки вихідної напруги. Наприклад, коефіцієнт гармонік змінної напруги прямокутної форми  $k_r = 0,435 = 43,5\%$ .

Для живлення багатьох споживачів електричної енергії необхідна синусоїдальна або близька до неї вихідна напруга, щоб запобігти завадам і порушенням нормальної роботи пристроїв, чутливих до високо-частотних сигналів. Крім того, живлення несинусоїдальною напругою трансформаторів, конденсаторів, кабелів, двигунів підвищує втрати енергії в елементах цих навантажень і вимагає завищення встановленої потужності устаткування, погіршує його масогабаритні показники.

Існує два основних способи покращання гармонічного складу напруги на навантаженні інвертора за рахунок зменшення вмісту вищих гармонік: 1) на навантаженні за допомогою електричних фільтрів; 2) у вихідній напрузі за рахунок відповідного алгоритму керування або принципу будови інвертора.

**Зниження вмісту вищих гармонік за допомогою електричних фільтрів.** Це найпростіший спосіб. Електричні фільтри можуть бути а) внутрішніми; б) зовнішніми. Внутрішня фільтрація відбувається в автономних інверторах струму і резонансних інверторах. В них елементи вузла комутації тиристорів (дросель і конденсатор) мають досить великі номінали. Тому одночасно з комутацією тиристорів вони забезпечують фільтрацію вищих гармонік вихідної напруги. В інверторах напруги елементи вузла комутації мають невеликі номінали. І для одержання на навантаженні напруги, близької до синусоїдальної, необхідно використовувати зовнішні фільтри. До електричного фільтра, який встановлюється на виході інвертора, ставляться такі вимоги: 1) мінімальне послаблення основної першої гармоніки вихідної напруги; 2) максимальне затримання вищих гармонік. У загальному випадку фільтр на виході автономного інвертора являє собою Г-подібну



ланку, яка складається з під'єднаних послідовно елемента  $Z_1$  і паралельно елемента  $Z_2$  (рис. 14.36).

Послідовний елемент  $Z_1$  повинен мати великий опір для вищих гармонік і мінімальний опір для основної гармоніки, а паралельний елемент  $Z_2$  — малий опір для вищих гармонік і великий для основної гармоніки. Як правило, такі вимоги одночасно виконати досить важко. Реально паралельний елемент  $Z_2$  збільшує струм навантаження інвертора, а послідовний елемент  $Z_1$  — збільшує втрати напруги.

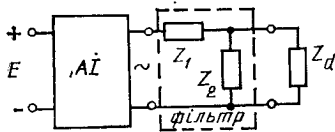


Рис. 14.36

Найпростішим фільтром є Г-подібний LC-фільтр (рис. 14.37, а). Простота і є його головною перевагою. Недоліки LC-фільтра такі: 1) послаблює не тільки вищі, а й основну гармоніки; 2) змінює фазу вихідної напруги;

3) конденсатор  $C$  збільшує вихідний струм інвертора; 4) погіршуються динамічні властивості перетворювача. Такі фільтри використовують тоді, коли у вихідній напрузі інвертора міститься незначна кількість вищих гармонік або допускається порівняно великий коефіцієнт несинусоїдальності вихідної напруги.

Більш високі якісні показники мають фільтри, у яких як елементи  $Z_1$  або  $Z_2$  використовують резонансні контури. Контури  $L1C1$  (рис. 14.37, б) і  $L2C2$  (рис. 14.37, в) настраюють у резонанс на першу гармоніку вихідної напруги інвертора. У цьому разі фільтри краще властивості покращуються, а втрати напруги основної гармоніки зменшуються. Найкращі фільтруючі властивості має фільтр, схему якого зображено на рис. 14.37, г. Якщо такий фільтр побудований з елементів, які мають малий активний опір, перша гармоніка інвертованої напруги проходить через нього практично без амплітудних і фазових спотворень. Головний недолік фільтрів з резонансними ланками — велика залежність якості фільтрації від частоти вихідної напруги. Тому їх використовують тільки на фіксованих частотах.

**Зменшення вмісту вищих гармонік безпосередньо у кривій вихідної напруги інвертора.** Для зменшення вмісту вищих гармонік використовують різні види імпульсної модуляції вихідної напруги інвертора. При цьому вихідна напруга в межах півперіоду являє собою послідовність імпульсів різної амплітуди і тривалості. Параметри імпульсів підбирають таким чином, щоб ліквідувати окремі гармоніки вихідної напруги або значно зменшити їх амплітуди.

При широтно-імпульсній модуляції багаторазово в межах півперіоду під'єднується навантаження до джерела живлення. При цьому амплітуда імпульсів напруги на навантаженні однакова. Змінюючи (модулюючи) ширину імпульсів за синусоїдальним законом  $u_{\text{мод}}$ , можна забезпечити бажаний гармонічний склад вихідної напруги (рис. 14.38). Вихідна напруга  $u_d$  не є синусоїдальною, проте в ній значно зменшений вміст гармонік, близьких до основної, а вміст вищих гармонік підви-

щений. Такі гармоніки легко фільтруються за допомогою невеликих фільтрів. Якщо навантаження інвертора має активно-індуктивний характер, роль фільтра відіграє індуктивність навантаження. Перевагою широтно-імпульсного методу є простота силової схеми інвертора, а також можливість одночасно регулювати діюче значення вихідної на-

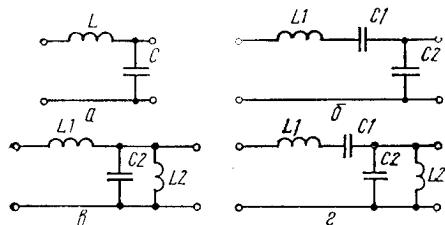


Рис. 14.37

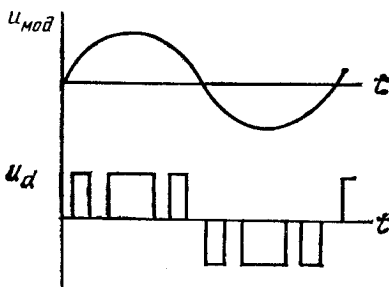


Рис. 14.38

пруги. Недоліками є ускладнена система керування інвертора, а також підвищена частота перемикавання силових ключів, що призводить до зменшення ККД. Тому такий метод найчастіше використовують для одержання синусоїдальної напруги низької і інфранизької частоти.

При амплітудній модуляції вихідна напруга перетворювача має ступінчасту форму. Амплітуди і тривалості імпульсів вибирають так, щоб уникнути гармонік або значно зменшити амплітуди гармонік, близьких до основної. При цьому на відміну від широтно-імпульсного методу вихідна напруга перетворювача навіть візуально нагадує синусоїду. Реалізація амплітудно-імпульсної модуляції може бути різною. Так, при формуванні фазної напруги у трифазному мостовому інверторі здійснюється амплітудно-імпульсна модуляція напруги (рис. 14.30, в). Ступінчасту напругу можна одержати за допомогою інвертора, вихідний трансформатор якого має додаткові виводи (відпайки). Під'єднуючи за допомогою керованих ключів відповідні відпайки трансформатора, можна сформувати на навантаженні ступінчасту напругу, яка за формою наближається до синусоїдальної. У багатьох випадках ступінчасту напругу одержують, послідовно вмикаючи вихід-

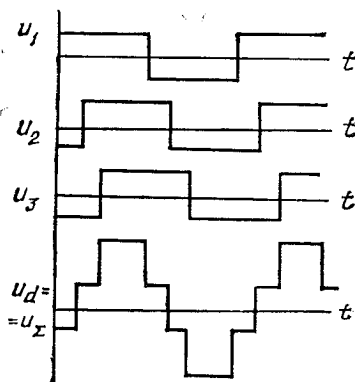


Рис. 14.39

ні напруги кількох інверторів. Наприклад, якщо навантаження приєднати до трьох послідовно ввімкнених вихідних напруг однакових інверторів, які працюють на однаковій частоті, але з фазовим зміщенням один відносно одного, можна одержати на навантаженні ступінчасту напругу, близьку до синусоїдальної (рис. 14.39). Вибираючи кількість інверторів, фазові зміщення між їх вихідними напругами, а також амплітуди, можна максимально наблизити форму вихідної напруги до синусоїдальної. Перевагою цього методу є те, що загальна потужність, яка передається у навантаження, розподілена між окремими інверторами. Таким чином, збільшуючи кількість інверторів порівняно невеликої потужності, можна забезпечити досить велику потужність у навантаженні. Існують і інші способи формування ступінчастої напруги, сприятливої для багатьох навантажень. Часто навіть обходяться без додаткової фільтрації одержаної напруги. Недоліком розглянутого методу є значне ускладнення як силової частини, так і системи керування перетворювача. Пошук нових методів одержання синусоїдальної напруги на навантаженні автономних інверторів триває.

### 14.3. СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ АВТОНОМНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Система керування призначена для формування сигналів керування, які подаються на керуючі електроди вентилів і забезпечують вмикання й вимикання вентилів із заданою частотою і послідовністю. У перетворювачах, ведених мережею, частота перемикання силових ключів визначається частотою напруги мережі живлення. Отже, в таких перетворювачах мережа змінного струму не тільки є джерелом енергії, а й задавальним генератором для системи керування. В автономних перетворювачах частота перемикання силових ключів є автономною функцією системи керування. У деяких випадках ця частота визначається процесами, які відбуваються у силовій частині перетворювача і навантаженні. Однак у більшості випадків пристрій керування автономного перетворювача має у своєму складі спеціальний задавальний генератор, який визначає періодичність процесів, що відбуваються у силовій частині перетворювача.

Як правило, нема потреби забезпечувати дуже високу стабільність робочої частоти перетворювача. У зв'язку з цим як задавальний генератор системи керування може бути використана більшість схем електронних генераторів, які розглянуті у другій частині курсу. Найбільш часто використовують різні типи імпульсних генераторів, оскільки імпульсні сигнали легко піддаються перетворенням. У тих випадках, коли до стабільності робочої частоти перетворювача ставляться підвищені вимоги, як задавальний генератор необхідно використовувати спеціальні високостабільні електронні генератори, наприклад кварцові. Принцип будови системи керування залежить від типу перетворювача. Тому окремо розглянемо вимоги, які ставляться до систем керування імпульсних перетворювачів і автономних інверторів.

Імпульсні регулятори забезпечують регулювання потоку енергії від джерела живлення до навантаження. Для цього змінюється відносна тривалість роботи регулюючого елемента — силового ключа. Тому система керування будь-якого імпульсного регулятора містить в собі імпульсний модулятор — пристрій, який забезпечує необхідні параметри імпульсів керування. У загальному випадку система керування імпульсного регулятора може мати структуру, подану на рис. 14.40. Від того, який застосовується вид імпульсної модуляції, залежить вибір імпульсного модулятора (ІМ). Так, при широтно-імпульсному регулюванні ІМ — це модулятор тривалості імпульсів, робота якого синхронізується задавальним генератором (ЗГ) постійної частоти. При час-

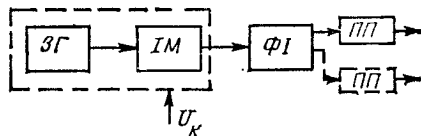


Рис. 14.40

тотно-імпульсному регулюванні ІМ і ЗГ становлять єдине ціле — генератор імпульсів сталої тривалості з регульованою частотою. Для керування тривалістю імпульсів або їх частотою на ІМ діє керуючий сигнал  $U_k$ , а на його виході формується імпульсна напруга з відповідним видом імпульсної модуляції. Формувач імпульсів (ФІ) створює керуючі сигнали, параметри яких відповідають типу силових ключів, що використовуються в силовій частині. Так, коли як керований ключ в силовій схемі використовують транзистор, сформовані імпульси керування після їх підсилення підсилювачем потужності (ПП) подаються на базу регулюючого транзистора. А коли як силовий ключ використовують тиристор, то ФІ забезпечує формування імпульсів керування силового і комутуючого тиристорів. Для підсилення кожного з цих імпульсів використовується окремий підсилювач потужності ПП. Розглянемо найпростішу схему керування широтно-імпульсному регулятора (рис. 14.41). Його ІМ побудований на базі компаратора, на один із входів якого подається лінійно-змінювана напруга, а на інший — напруга керування. У найпростішому випадку як задавальний генератор може бути використаний мултивібратор на операційному підсилювачі DA1. При цьому використовується не вихідна напруга генератора, яка має прямокутну форму (рис. 14.42, а), а напруга, яка формується на конденсаторі C1 і має трикутну форму (рис. 14.42, б). У моменти, коли трикутна напруга  $U_{C1}$ , яка подається на інвертуючий вхід компаратора DA2, дорівнює напрузі керування  $U_k$ , яка подається на неінвертуючий вхід цього ж компаратора із змінного резистора R7 (рис. 14.42, б), компаратор DA2 перемикається з одного насиченого стану в протилежний (рис. 14.42, в). На виході компаратора формується двополярна широтно-модульована напруга, ширина імпульсів якої залежить від напруги керування  $U_k$ . Широтно-мо-

дульований сигнал з виходу DA2 подається на емітерний повторювач, виконаний на транзисторі VT1. Емітерний повторювач одночасно виконує роль ФІ і ПП (підсилювач-формував), оскільки з двополярної широтно-модульованої напруги він формує імпульси керування позитивної полярності (рис. 14.42, з), потужність яких достатня для керування силовим транзистором регулятора. Якщо як регулюючий ключ використовується тиристор, формувач повинен забезпечити імпульси керування силовим тиристором у момент позитивного фронту ши-

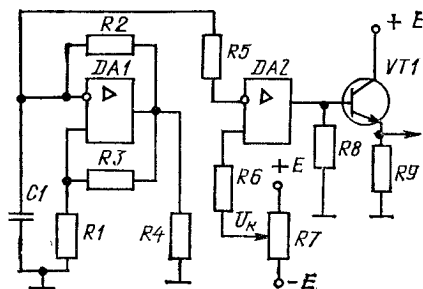


Рис. 14.41

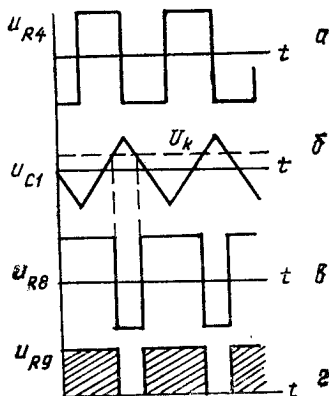


Рис. 14.42

ротно-модульованої напруги і імпульси керування комутуючим тиристором у момент негативного фронту широтно-модульованої напруги. Зміною напруги керування  $U_k$  регулюють середнє значення напруги  $U_d$  на виході імпульсного регулятора. Якщо ввести коло зворотного зв'язку, через яке зміна вихідної напруги  $U_d$  впливатиме на напругу керування  $U_k$ , можна побудувати імпульсний стабілізатор напруги. Аналогічно стабілізатору напруги з безперервним регулюванням (див. п. 13.2.2) він підтримуватиме на навантаженні стале середнє значення напруги  $U_d = \text{const}$ . При цьому регулюючий елемент стабілізатора працюватиме в режимі ключа.

### 14.3.2. ІМПУЛЬСНІ СТАБІЛІЗАТОРИ

У загальному випадку структурна схема імпульсного стабілізатора напруги має такий вигляд, як показано на рис. 14.43. Напруга від джерела живлення  $E$  через регулюючий елемент (РЕ), який працює у режимі ключа, і згладжувальний фільтр (Ф) подається на навантаження (Н). Ці пристрої складають силову частину стабілізатора. Одночасно вихідна напруга  $U_d$  або її частина подається на систему керування. Тут на схемі порівняння (СП) ця напруга порівнюється із ста-

лою за значенням зразковою напругою  $U_{зр}$ . Схема порівняння СП видає сигнал помилки  $U_n$ , пропорційний відхиленню вихідної напруги від заданого значення. Цей сигнал підсилюється підсилювачем П і діє на імпульсний модулятор (ІМ). Таким чином, підсилений сигнал помилки  $U_n$  є сигналом керування  $U_k$  для імпульсного модулятора. Імпульсний модулятор перетворює сигнали задавального генератора (ЗГ) в імпульсну напругу, параметри якої змінюються під дією сигналу помилки. Сформована імпульсна напруга підсилюється підсилювачем-

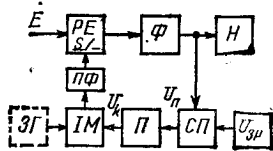


Рис. 14.43

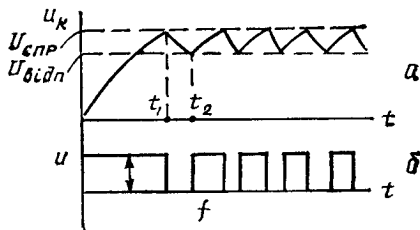


Рис. 14.44

формувачем (ПФ) і надходить на керуючий електрод силового ключа РЕ.

Якщо ІМ є широтно-імпульсним модулятором, під дією сигналу помилки тривалість замкненого стану силового ключа РЕ  $t_i$  змінюється так, щоб виконувалася умова  $E t_i = \text{const}$ . Із збільшенням вхідної напруги  $E$  тривалість імпульсу  $t_i$  зменшуватиметься, а із зменшенням — зростатиме. Оскільки при широтно-імпульсному регулюванні період роботи ключа  $T = \text{const}$ , середнє значення напруги на навантаженні

$$U_d = \frac{E t_i}{T} \text{ також буде сталим.}$$

Якщо ІМ є частотно-імпульсним модулятором, під дією сигналу помилки частота роботи ключа змінюється таким чином, щоб виконувалась умова  $E f = \text{const}$ . При цьому середнє значення напруги на навантаженні  $U_d = E t_i f$  також буде сталим.

При комбінованому регулюванні змінюється як частота роботи ключа  $f$ , так і тривалість його замкненого стану  $t_i$ . Один з представників імпульсних стабілізаторів з комбінованим регулюванням — релейний або двопозиційний стабілізатор. У ньому імпульсний модулятор ІМ являє собою пороговий перемикач (релейну схему), яка залежно від сигналу керування  $U_k$  вмикає або вимикає силовий ключ РЕ. У початковому стані при під'єднанні джерела живлення  $E$  силовий ключ  $S$  буде у замкненому стані, і напруга на навантаженні починає зростати. В елементах фільтра  $\Phi$  накопичується енергія. При цьому сигнал на вході порогового перемикача зростає (рис. 14.44, а). У момент часу  $t_1$  напруга  $U_k$  досягає порогу спрацювання порогового пе-

ремикача  $u_k = U_{\text{спр}}$ . Пороговий пристрій перемикається у протилежний стан і розмикає силовий ключ. При цьому навантаження від'єднується від джерела живлення і струм у ньому підтримується за рахунок енергії, яка була накопичена в елементах фільтра. Внаслідок витрачання цієї енергії вихідна напруга  $U_a$ , а отже, і напруга на вході порогового перемикача  $u_k$  зменшуються. Коли в момент часу  $t_2$  ця напруга досягає порогу відпускання  $U_{\text{відп}}$ , пороговий пристрій перемикається у вихідний стан і знову замкне силовий ключ  $S$ . Навантаження  $H$  знову під'єднається до джерела живлення  $E$ , і напруга  $U_a$  зростатиме. Далі процеси повторюються. Отже, напруга на навантаженні  $u_a$  змінюватиметься від деякого мінімального до максимального значення. Ці значення залежать від порогів спрацювання і відпускання порогового перемикача, а також коефіцієнта підсилення підсилювача  $P$ . Очевидно, у розглянутому пристрої силовий ключ  $S$  перемикається з деякою частотою  $f$ , причому ця частота визначається не спеціальним задавальним генератором ЗГ, а процесами у силовій частині схеми і навантаженні. Таким чином, релейні стабілізатори працюють у режимі автоколивань і належать до групи автоколивальних перетворювачів (перетворювачі, ведені навантаженням).

З трьох типів розглянутих імпульсних стабілізаторів найвищу швидкодію має релейний стабілізатор. Однак вихідна напруга таких стабілізаторів має досить велику пульсацію, звільнитися від якої принципово неможливо. Мінімальні пульсації вихідної напруги найлегше забезпечити у стабілізаторах з широтно-імпульсним регулюванням. Однак вони мають найнижчу швидкодію.

Головною перевагою імпульсних стабілізаторів є високий ККД (понад 90 %) і можливість одержання невеликих масогабаритних показників. Основна область їх застосування — електроживлення пристроїв, де до джерела живлення у першу чергу ставиться вимога високої економічності, малих габаритів і маси, зменшеної чутливості до змін умов навколишнього середовища. До таких у першу чергу належать пристрої, які розміщені на різних пересувних і автономних об'єктах. Там же, де треба мати дуже високий коефіцієнт стабілізації, малі пульсації вихідної напруги, де ставляться жорсткі вимоги до рівня електромагнітних завад, використовують стабілізатори з безперервним регулюванням.

#### 14.3.3. СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ АВТОНОМНИХ ІНВЕРТОРІВ

Система керування автономного інвертора призначена для вироблення імпульсів керування його силовими ключами. Для однофазних автономних інверторів система керування повинна забезпечувати формування двох послідовностей імпульсів, які зміщені на півперіоду одна відносно одної. Залежно від області застосування інвертора ставиться вимога підтримувати частоту імпульсів стабільною або ж регулювати її в певному діапазоні. Структурну схему системи керування

однофазного автономного інвертора подано на рис. 14.45. Задавальний генератор ЗГ виробляє імпульси з частотою  $2f$ , де  $f$  — бажана частота вихідної напруги інвертора. Ці сигнали подаються на розподільник імпульсів (РІ), який розподіляє послідовність імпульсів із задавального генератора ЗГ, частота яких  $2f$ , на два канали, у кожному з яких частота слідування імпульсів дорівнює  $f$ , а імпульси одного каналу відносно іншого зміщені за фазою на  $180^\circ$ . Як розподільники імпульсів РІ найчастіше використовують тригерні схеми. У кожному каналі є формувач імпульсів ФІ, який забезпечує необхідні параметри

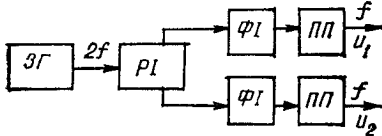


Рис. 14.45

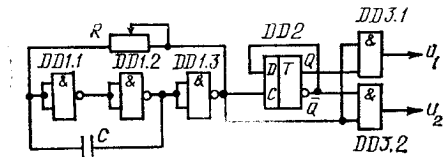


Рис. 14.46

сигналів керування, а також підсилювач потужності ПП, який узгоджує систему керування із силовою частиною.

Як правило, імпульси керування повинні мати прямокутну форму. Їх тривалість залежить від схеми інвертора. Так, для транзисторних інверторів тривалість імпульсів керування повинна дорівнювати півперіоду вихідної напруги  $t_i = T/2$ . Для тиристорних інверторів напруги залежно від сталої часу навантаження  $\tau_d = L_d/R_d$ ,  $t_i \leq T/4$  (при чисто індуктивному навантаженні  $t_i = T/4$ ). Для керування тиристорними інверторами струму і резонансними інверторами необхідні короткі керуючі імпульси, тривалість яких  $t_i = (3 \dots 5) t_{gt}$ , де  $t_{gt}$  — час ввімкнення тиристора. Проте інвертор струму в момент пуску вимагає збільшення тривалості імпульсів керування. Як приклад, на рис. 14.46 подано найпростішу систему керування інвертора. Часові діаграми її роботи подані на рис. 14.47. Задавальний генератор ЗГ побудований на трьох логічних елементах І—НІ DD1.1 ... DD1.3. Частота імпульсів задавального генератора визначається ланцюжком RC. Імпульси з виходу генератора надходять на С-вхід D-тригера DD2, який працює у режимі Т-тригера (рис. 14.47, а). Тригер ділить частоту слідування імпульсів задавального генератора на 2. В результаті на виходах тригера формуються два канали імпульсів з частотою  $f$  і тривалістю  $t_i = 1/2f = T/2$ . (рис. 14.47, б, в). Якщо інвертор побудований на транзисторах, ці імпульси після підсилення їх потужності можна використовувати як імпульси керування силових транзисторів. Якщо ж інвертор побудований на тиристорах, для одержання коротких імпульсів керування використовують дві схеми збігу І (DD3.1, DD3.2), на які подаються імпульси із задавального генератора і з відповідних виходів тригера. У моменти збігу цих імпульсів на виході



логічного елемента  $I$  формується імпульс, тривалість якого дорівнює тривалості імпульсу задавального генератора, а частота слідування дорівнює частоті імпульсів на виході тригера (рис. 14.47,  $г, д$ ). Для розглянутої схеми задавального генератора тривалість імпульсів приблизно дорівнює  $t_i = 1/4f = T/4$ . Після відповідного підсилення потужності цих імпульсів їх можна використовувати для керування силовими тиристорами інвертора напруги. Задавальний генератор з регу-

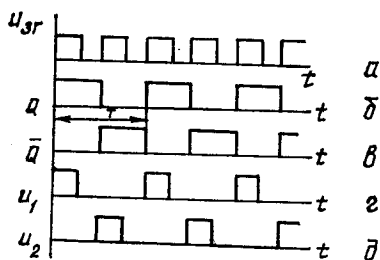


Рис. 14.47

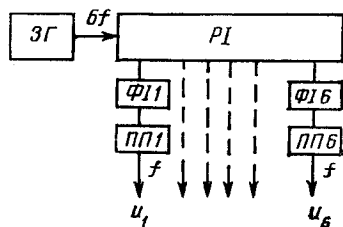


Рис. 14.48

льованою тривалістю імпульсів забезпечує будь-яку бажану тривалість сигналів керування.

Трифазний мостовий інвертор має у своєму складі 6 силових керованих ключів, які відповідно до заданого алгоритму роботи вмикаються по чергові з фазовим зміщенням  $T/6$  один відносно одного. У зв'язку з цим задавальний генератор  $ЗГ$  системи керування трифазного мостового інвертора повинен працювати на частоті  $6f$ , де  $f$  — частота вихідної напруги інвертора.

Розподілювач імпульсів  $PI$  розподіляє послідовність імпульсів, які надходять, по шести каналах. У кожному каналі імпульси формуються і підсилюються за потужністю (рис. 14.48). Основні вузли системи керування багатofазного інвертора аналогічні вузлам системи керування однофазного інвертора. Відмінність полягає у розподільнику імпульсів, який може бути побудований на регістрах зсуву, кільцевих лічильних схемах, лічильниках і дешифраторах і т. ін. У загальному випадку схеми окремих функціональних вузлів системи керування можуть бути різними. Нерідко один пристрій об'єднує в собі функції кількох вузлів, що дозволяє значно спростити систему керування і зменшити її вартість. Якщо ж необхідно забезпечити регулювання вихідної напруги інвертора або ж сформувати більш складний алгоритм роботи керованих ключів, у систему керування вводять додаткові функціональні вузли, але при цьому вона суттєво ускладнюється.

## Розділ 15. ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ

Розглянуті у попередніх розділах перетворювальні пристрої дають змогу здійснити різні види перетворення і регулювання параметрів електричної енергії. Кожен із таких пристроїв, з точки зору схематичного і конструктивно-технологічного виготовлення, можна розглядати як одне ціле — перетворювальний модуль (ПМ), функція якого забезпечувати перетворення параметрів електричної енергії. У багатьох випадках на спільне навантаження працює кілька перетворювальних модулів. Вони утворюють *перетворювальну систему*. В ній залежно від призначення об'єднані або однотипні перетворювальні модулі, або такі, що забезпечують різні види перетворень параметрів електричної енергії. У першому випадку, як правило, потік енергії, що передається від джерела живлення до навантаження, розподілений між усіма перетворювальними модулями, кожний з яких є чарункою системи, причому всі чарунки виконують аналогічні функції. Такий принцип побудови перетворювальних систем називають багаточарунковим.

В іншому випадку потік енергії, що передається від джерела живлення до навантаження, послідовно проходить через перетворювальні модулі, кожен з яких виконує свою функцію перетворення параметрів електричної енергії. Такий принцип побудови називають *багатоланковим*. У складних перетворювальних системах обидва ці принципи можуть використовуватися одночасно.

Розглянемо особливості і застосування перетворювальних систем.

### 15.1. БАГАТОЧАРУНКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ

У перетворювальних системах із однотипних перетворювальних модулів потужність  $P_d$ , що передається від джерела живлення до навантаження, розподіляється між  $n$  однотипними чарунками. Отже, кожна з них повинна забезпечувати потужність  $P = P_d/n$ . Набираючи відповідну кількість однотипних чарунок порівняно невеликої потужності, можна передавати до навантаження досить велику потужність. Перетворювальні модулі — чарунки по відношенню до джерела живлення  $E$  (входу) і навантаження  $Z_d$  (виходу) можуть бути з'єднані чотирма різними способами (рис. 15.1):

- а) паралельно за входом і паралельно за виходом;
- б) паралельно за входом і послідовно за виходом;
- в) послідовно за входом і паралельно за виходом;
- г) послідовно за входом і послідовно за виходом.

Перший спосіб з'єднання перетворювальних модулів (рис. 15.1, а) широко використовується на практиці для одержання у навантаженні великих значень струму (паралельна робота випрямлячів, імпульсних перетворювачів, інверторів, стабілізаторів на спільне навантаження),

а напруга живлення для всіх перетворювальних модулів однакова. Для забезпечення рівномірного розподілу потужності між чарунками необхідно, щоб перетворювальні модулі були ідентичними (мали однакові вихідні напруги і навантажувальні характеристики), інакше вхідні і вихідні струми їх будуть різними, що еквівалентно нерівномірному розподілу потужностей між чарунками. Це одна з головних проблем, які розв'язують, проектуючи подібні перетворювальні системи.

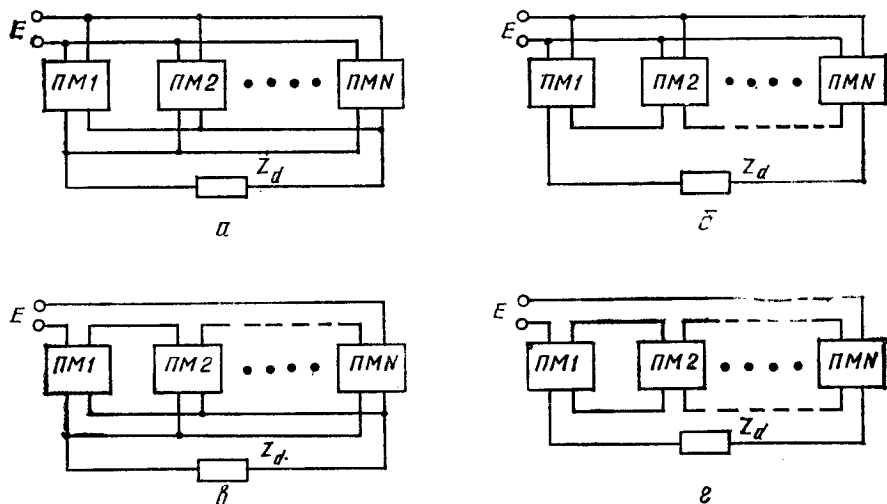


Рис. 15.1

Якщо забезпечити роботу перетворювальних модулів з фазовим зсувом один відносно одного, у багатьох випадках можна значно покращити характеристики перетворювальної системи, а в окремих випадках розширити її функціональні можливості

Як приклад розглянемо багаточарунковий перетворювач постійної напруги у змінну. Відомо, що інвертори на тиристорах дають змогу одержати на навантаженні частоту змінної напруги, яка не перевищує одиниць кілогерц (до 10 кГц). Якщо використати як перетворювальний модуль резонансний інвертор, що працює в режимі з природною комутацією, і забезпечити почергову роботу  $n$  перетворювальних модулів, на навантаженні  $Z_d$  можна одержати частоту вихідної напруги, яка у  $n$  разів перевищуватиме частоту вихідної напруги кожного окремо взятого перетворювального модуля. На рис. 15.2 показаний принцип одержання змінної напруги підвищеної частоти за допомогою трьох низькочастотних перетворювальних модулів.

Регульовану постійну напругу будь-якої полярності можна одержати на навантаженні за допомогою реверсивного регулятора, який складається з двох керованих випрямлячів, які працюють на спільне

навантаження  $Z_d$  (рис. 15.3). Такі регулятори часто використовують для регулювання швидкості і зміни напрямку обертання двигунів постійного струму. Коли працює випрямляч  $B1$  (полярність напруги вказана без дужок), двигун обертається в одному напрямі, а коли випрямляч  $B2$  — у протилежному (полярність напруги вказана в дужках). Таким чином, у будь-який момент часу сигнали керування подаються тільки на один випрямляч і саме на той, який забезпечує необхідну полярність напруги на навантаженні. Для зміни напрямку обертання двигуна в момент зменшення струму двигуна до

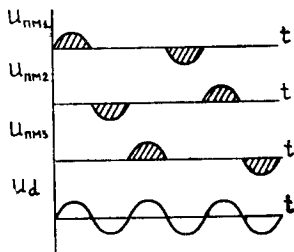


Рис. 15.2

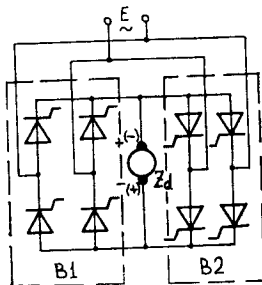


Рис. 15.3

нуля імпульси керування знімаються з випрямляча, який працював до цього, і після деякої затримки (кілька мілісекунд) подаються на тиристори іншого випрямляча. Пауза необхідна для того, щоб тиристори випрямляча, який виходить з роботи, встигли відновити свої вентиляльні властивості. Таке керування випрямлячами називається роздільним. У реверсивному регуляторі може бути використане узгоджене керування, при якому одночасно працюють обидва випрямлячі, причому один з них працює як випрямляч, а інший у режимі інвертора, введеного мережею. Однак у цьому разі для обмеження струму, який виникає в контурі, що складається з випрямлячів  $B1$  і  $B2$ , необхідно ставити обмежувальний (вирівнювальний) дросель. Перевагою реверсивного регулятора, побудованого на базі керованих випрямлячів, є те, що в момент гальмування, коли двигун переходить у генераторний режим, випрямляч може бути переведений в інверторний режим. При цьому енергія, накопичена у навантаженні двигуна, може бути частково повернута до мережі змінного струму.

У розглянутих прикладах з'єднанні паралельно перетворювальні модулі почергово працюють на спільне навантаження. У багатофазному імпульсному регуляторі постійної напруги перетворювальні модулі одночасно працюють на спільне навантаження (рис. 15.4). При цьому силові ключі вмикають з фазовим зміщенням один відносно одного на  $T/n$ , де  $T$  — період роботи кожного з ключів, а  $n$  — кількість модулів-регуляторів (на рис. 15.4  $n = 3$ ). Із часових діаграм (рис. 15.5) видно, що, незважаючи на те, що кожен модуль-регулятор працює

на частоті  $f = 1/T$  і його струм має досить велику пульсацію, струм навантаження  $i_d$ , який є сумою струмів окремих регуляторів, має незначну пульсацію, причому частота цієї пульсації у  $n = 3$  рази більша за частоту пульсації кожного окремо взятого модуля-регулятора. Така будова регулятора, крім розподілення потужності між однотипними модулями, дозволяє значно зменшити масогабаритні показники згладжувальних дроселів. Так, якщо масу згладжувального дроселя однофазного регулятора взяти за 100 %, то загальна маса дроселів двофазного регулятора такої самої потужності становитиме 42 %, а трифазного — 25,5 %. Це пов'язано з тим, що робота силових ключів

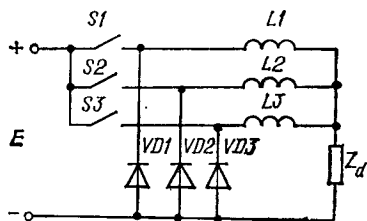


Рис. 15.4

регуляторів з фазовим зсувом один відносно одного по відношенню до навантаження еквівалентно підвищенню робочої частоти перетворювача. На закінчення зауважимо, що паралельне вмикання перетворювальних модулів за входом і виходом досить широко використовується у перетворювальних системах. Крім наведених прикладів, можна згадати подвійний трифазний

випрямляч із зрівнювальним дроселем (п. 12.1.3), в якому паралельно ввімкнені два трифазних нульових випрямлячі, що працюють на спільне навантаження. Можна навести й інші приклади.

Паралельне під'єднання перетворювальних модулів до джерела живлення  $E$  і послідовне відносно навантаження  $Z_d$  (рис. 15.1, б) часто використовують для одержання на навантаженні підвищених значень напруги  $U_d$  (високовольтні перетворювальні системи). Напруга на навантаженні при цьому дорівнює сумі вихідних напруг перетворювальних модулів, кожен з яких побудований за стандартною схемою і має стандартне значення вихідної напруги. Так одержують також ступінчасту змінну напругу, форма якої наближається до синусоїдальної (див. рис. 14.39). При цьому кожний перетворювальний модуль є інвертором напруги, що виробляє змінну напругу прямокутної форми. Вихідні напруги окремих інверторів зміщені одна відносно одної на деякий фазовий кут. На навантаженні ці напруги додаються, в результаті чого формується ступінчаста напруга, форма якої близька до синусоїдальної. Використовуючи достатню кількість перетворювальних модулів і забезпечуючи необхідні фазові зсуви між ними, можна сформувати на навантаженні ступінчасту напругу не тільки синусоїдальної, а й будь-якої іншої форми. Послідовне ввімкнення вихідних напруг двох трифазних мостових випрямлячів В1 і В2, один з яких живиться від вторинних обмоток трансформатора, з'єднаних зіркою, а інший — від обмоток, з'єднаних трикутником (рис. 15.6), дозволяє зменшити коефіцієнт пульсації випрямленої напруги на навантаженні  $Z_d$ , оскільки системи трифазних напруг на входах випрямлячів зміщені одна від-

носно одної на  $30^\circ$ . В результаті випрямлена напруга на навантаженні, яка дорівнює сумі напруг випрямлячів  $u_d = u_{d1} + u_{d2}$  (рис. 15.7), складається з відрізків максимальних значень дванадцяти синусоїд, які зміщені одна відносно одної на  $30^\circ$ . Отже, кратність пульсацій випрямленої напруги  $m = 12$ , а коефіцієнт пульсацій випрямленої напруги  $k_n = \frac{2}{m^2 - 1} \approx 0,014 = 1,4 \%$ . Для того, щоб середні значення напруг  $U_{d1}$  і  $U_{d2}$  були однакові, діючі значення напруг вторинних

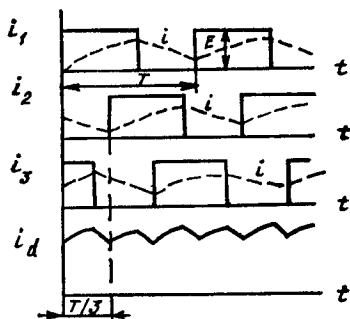


Рис. 15.5

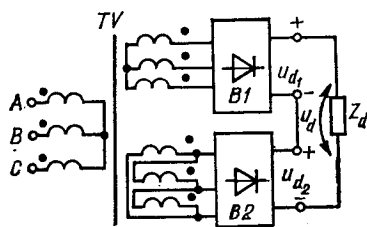


Рис. 15.6

обмоток, що з'єднані в трикутник, повинні бути у  $\sqrt{3}$  раз більші, ніж в обмотках, що з'єднані зіркою.

При додаванні вихідних напруг перетворювальних модулів може бути забезпечене регулювання напруги на навантаженні за рахунок зміни кількості працюючих перетворювальних модулів. Так, якщо перетворювальна система містить  $n$  перетворювальних модулів, на навантаженні можна одержати  $n$  дискретних рівнів напруги, починаючи з  $U'_d$  до  $nU'_d$  з дискретністю  $U'_d$  ( $U'_d$  — вихідна напруга окремо взятого перетворювального модуля). Такий спосіб регулювання називається дискретним або ступінчастим.

Якщо перетворювальні модулі дозволяють плавно регулювати вихідну напругу  $U'_d$ , у цьому разі можна забезпечити регулювання напруги на навантаженні з високими якісними показниками. Наприклад, якщо ввімкнути послідовно виходи трьох однофазних керованих випрямлячів (аналогічно рис. 15.6) і забезпечити роботу одного з них у керованому режимі, а інших в некерованому, одержимо на навантаженні випрямлену напругу, яка складається з регульованої і нерегульованої складових (рис. 15.8). Нерегульована складова дорівнює сумі вихідних напруг випрямлячів, які працюють у некерованому режимі. Змінюючи кількість випрямлячів, що працюють в некерованому режимі, дістанемо на навантаженні найближче до заданого менше дискретне значення вихідної напруги. Точне значення вихідної напруги

ти забезпечується за допомогою перетворювального модуля, що працює в керованому режимі. При цьому регулюється не вся напруга, а тільки її частина (зона). Такий метод регулювання називається багатозонним регулюванням. Його головна перевага полягає в тому, що при такому регулюванні зменшується коефіцієнт пульсації вихідної напруги, підвищується коефіцієнт потужності, збільшується ККД, оскільки регулюється не вся енергія, що передається від джерела живлення до навантаження, а тільки її частина. До кла-

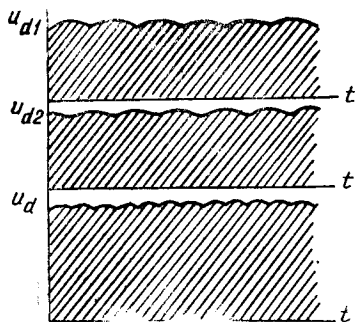


Рис. 15.7

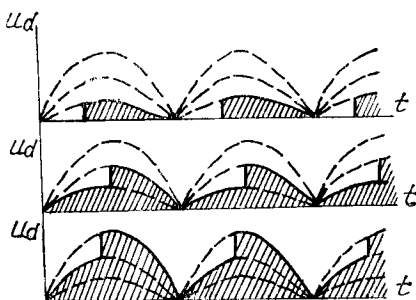


Рис. 15.8

су регуляторів з багатозонною модуляцією відносяться також фазоступінчасті регулятори змінної напруги, які були розглянуті у розділі 12 (див. рис. 12.40, 12.41).

Послідовне під'єднання перетворювальних модулів до джерела живлення  $E$  і паралельне відносно навантаження (рис. 15.1, а) звичайно використовують у тих випадках, коли напруга живлення  $E$  перевищує допустиме значення напруги живлення окремого перетворювального модуля. При послідовному під'єднанні до джерела живлення  $E$   $n$  ідентичних перетворювальних модулів напруга живлення розподіляється між модулями і для кожного з них становитиме  $E/n$ . Таким чином, перетворювальна система, яка живиться від джерела підвищеної напруги, може бути побудована на базі перетворювальних модулів, у яких використовують елементи з порівняно невеликими допустимими робочими напругами. Наприклад, такий метод застосовують при побудові перетворювальних систем, що використовують трансистори як силові ключі, у яких порівняно невисокі допустимі значення робочої напруги.

Послідовне під'єднання перетворювальних модулів до джерела живлення  $E$  і навантаження (рис. 15.1, б) використовують у перетворювальних системах, які живляться від джерела живлення з підвищеною напругою і забезпечують на навантаженні високу напругу. При цьому необхідно пам'ятати, що для реалізації перетворювальних систем з послідовним з'єднанням модулів за входом чи за виходом кожен модуль повинен мати елемент гальванічної розв'язки (трансфор-

матор), який би забезпечував електричну розв'язку входу і виходу.

Таким чином, багаточарункові перетворювальні системи дають на навантаженні потужність, яка перевищує максимально допустиму вихідну потужність окремо взятого перетворювального модуля. Якщо треба одержати в навантаженні струм, який перевищує максимальний струм перетворювального модуля, використовують паралельну роботу модулів на спільне навантаження. Якщо на навантаженні треба одержати напругу, яка перевищує максимальну вихідну напругу перетворювального модуля, використовують послідовну роботу перетворювальних модулів на спільне навантаження. У складніших випадках, коли перетворювальний модуль не забезпечує необхідних значень струму і напруги на навантаженні, треба використовувати послідовно-паралельну роботу модулів на спільне навантаження.

У багатьох випадках багаточарункові перетворювальні системи забезпечують сприятливий режим роботи навантаження. Робота перетворювальних модулів з фазовим зсувом один відносно одного на навантаження постійного струму еквівалентна підвищенню частоти і зменшенню амплітуди пульсації на навантаженні. При цьому суттєво зменшуються масогабаритні показники згладжувальних фільтрів. У разі навантаження змінного струму зміщується спектр гармонік вихідної напруги в сторону більш високих частот, полегшується виділення основної гармоніки і фільтрація вищих гармонік вихідної напруги. По чергова робота перетворювальних модулів або робота у різні моменти часу різної кількості модулів дозволяє ще більше розширити функціональні можливості перетворювальних систем (регулювання, реверс, а також адаптацію перетворювальної системи до навантаження, що змінюється).

Багаточарункові перетворювальні системи мають ще одну важливу перевагу — дають змогу забезпечити високу надійність системи за рахунок організації резервування. Нехай, наприклад,  $n$  перетворювальних модулів, кожний з яких на виході дає потужність  $P$ , паралельно працюють на спільне навантаження, потужність на якому буде  $nP$ . Якщо паралельно до цих модулів під'єднати ще один такий самий модуль, то необхідна потужність  $nP$  у навантаженні забезпечуватиметься  $n + 1$  перетворювальними модулями. Очевидно, що при цьому всі модулі працюватимуть у полегшеному (недовантаженому) режимі, передаючи до навантаження потужність  $\frac{nP}{n+1}$ . Модуль,

який у процесі роботи вийде з ладу, автоматично вимикається, а решта  $n$  модулів продовжують працювати і забезпечують у навантаженні необхідну потужність. При цьому навантаження на кожний модуль хоч і зростає, однак не перевищує допустимого значення. Резервування, при якому всі перетворювальні модулі перебувають у робочому стані, але кожний з них віддає до навантаження лише частину потужності, на яку розрахований, називається «гарячим» резервуванням.



При «холодному» резервуванні частина перетворювальних модулів перебуває у робочому стані, а інша частина (резервна) — у непрацюючому. Коли виходить з ладу і від'єднується один або кілька робочих модулів, автоматично вмикається в роботу відповідна кількість резервних модулів. Такий спосіб може бути використаний не тільки для резервування, а й для пристосування (адаптації) перетворювальної системи до навантаження, що змінюється. Так, наприклад, коли навантаження споживає невелику потужність, у робочому стані перебуває

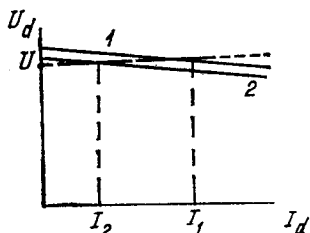


Рис. 15.9

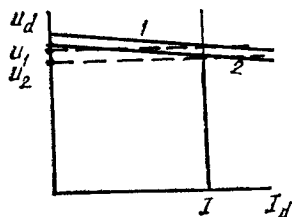


Рис. 15.10

мінімальна кількість перетворювальних модулів. Із зростанням потужності, яка споживається навантаженням, у роботу автоматично вводяться додаткові модулі, забезпечуючи необхідну потужність у навантаженні при найбільш сприятливому режимі роботи кожного з перетворювальних модулів.

Треба зауважити, що усе сказане вище повністю справедливе лише у тому випадку, коли загальна потужність розподіляється між модулями рівномірно. Для цього усі модулі повинні бути ідентичними. Однак практично цю умову виконати важко. Будь-які два перетворювачі, складені за однією схемою з однакових елементів, внаслідок неминучої відмінності параметрів елементів мають різні характеристики, зокрема навантажувальні характеристики.

При паралельній роботі перетворювальних модулів на спільне навантаження вихідна напруга  $U$  усіх модулів буде однаковою. Якщо навантажувальні характеристики перетворювальних модулів «жорсткі», то, як видно з рис. 15.9, струми  $I_1$  і  $I_2$ , які споживаються від модулів, можуть суттєво відрізнятись. Отже, і потужності, які віддаються цими модулями,  $P_1 = UI_1$  і  $P_2 = UI_2$  також будуть різними. При послідовному під'єднанні цих перетворювальних модулів відносно навантаження струм  $I$ , який споживається від усіх модулів, буде однаковим. При цьому, як видно з рис. 15.10, вихідні напруги  $U_1$  і  $U_2$  перетворювальних модулів відрізнятимуться мало. Отже, і потужності  $P_1 = IU_1$  і  $P_2 = IU_2$ , які віддають модулі, будуть майже однакові.

Якщо навантажувальні характеристики перетворювальних модулів «м'які», то при паралельній роботі цих модулів на спільне навантаження струми  $I_1$  і  $I_2$ , а отже, і потужності  $P_1$  і  $P_2$ , які споживаються від

модулів, будуть близькими (рис. 15.11). При послідовній роботі цих же модулів на спільне навантаження (рис. 15.12) вихідні напруги модулів  $U_1$  і  $U_2$ , а також потужності, що віддаються ними,  $P_1$  і  $P_2$  можуть суттєво відрізнятись. Таким чином, для більш рівномірного розподілу потужності між перетворювальними модулями при їх паралельній роботі доцільно використовувати модулі з «м'якими» навантажувальними характеристиками, близькими до характеристик джерела струму. При послідовній роботі модулів на спільне навантаження доцільно вико-

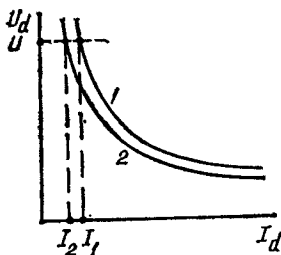


Рис. 15.11

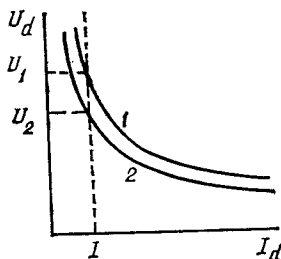


Рис. 15.12

ристовувати модулі з «жорсткими» навантажувальними характеристиками, близькими до характеристик джерела напруги. Для більш рівномірного розподілу потужності між перетворювальними модулями може бути необхідним індивідуальне настроювання і встановлення вихідних параметрів кожного модуля або індивідуальне керування кожним модулем залежно від режиму його роботи. Особливості будови систем керування перетворювальних систем, а також основні вимоги, які ставляться до них, розглянуті далі.

## 15.2. БАГАТОЛАНКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ

У багатоланкових перетворювачах послідовно з'єднані різні типи перетворювачів, внаслідок чого відбувається багатократне перетворення параметрів електричної енергії. Це є недоліком, оскільки кожне перетворення пов'язане з втратами енергії. В результаті чим більше перетворювальних ланок, тим нижчий ККД перетворювальної системи. Незважаючи на це, багатоланкові перетворювальні системи мають досить широке застосування, оскільки дозволяють у багатьох випадках забезпечити такі функції перетворювальної системи, які неможливі при інших структурах, зокрема дають змогу реалізувати принцип проміжного підвищення частоти перетворення, завдяки чому можна суттєво зменшити масогабаритні показники перетворювальних систем.

### 15.2.1. ПЕРЕТВОРЮВАЧ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ З ПРОМІЖНОЮ ЛАНКОЮ ЗМІННОГО СТРУМУ

Імпульсні перетворювачі постійної напруги, які розглянуті в п. 14.1, дають змогу перетворювати постійну напругу одного рівня в постійну напругу іншого рівня. Досить хороші якісні показники таких регуляторів, коли напруга живлення  $E$  і необхідна напруга  $U_a$  на навантаженні мають один порядок. Якщо ці напруги сильно відрізняються одна від одної, доцільніше використовувати багатоланкову перетворювальну систему з проміжною ланкою змінного струму.

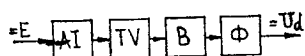


Рис. 15.13

Прикладом таких систем є однотактні перетворювачі, які були розглянуті у п. 14.1.3.

Найбільш просто рівень напруги можна змінити за допомогою трансформатора. Але, як відомо, трансформатор працює тільки на змінному струмі. Тому, щоб перетворити постійну напругу  $E$  одного рівня в постійну напругу  $U_a$  іншого рівня, вхідна напруга  $E$  спочатку перетворюється за допомогою автономного інвертора AI у змінну напругу (рис. 15.13), а потім за допомогою трансформатора TV трансформується до необхідного рівня. Трансформована напруга випрямляється випрямлячем В і згладжується фільтром Ф. В результаті на виході одержуємо постійну напругу  $U_a$ . Розглянута перетворювальна система дозволяє одержати на навантаженні практично будь-яке необхідне значення постійної напруги  $U_a$ , незалежно від напруги джерела живлення  $E$ . Співвідношення рівнів напруг  $E$  і  $U_a$  забезпечується відповідним вибором коефіцієнта трансформації трансформатора TV. Випрямлячем В, якщо він керований, також можна регулювати напругу  $U_a$  на навантаженні. Зрозуміло, що коефіцієнт корисної дії такої системи  $\eta$  знижується, оскільки дорівнює добутку коефіцієнтів корисної дії окремих ланок, які входять у систему:

$$\eta = \eta_{AI} \cdot \eta_{TV} \cdot \eta_B \cdot \eta_F$$

### 15.2.2. ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ ЗМІННОГО СТРУМУ З ПРОМІЖНОЮ ЛАНКОЮ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

У п. 12.4 розглянуті перетворювачі частоти з безпосереднім зв'язком, які дають змогу перетворювати змінну напругу однієї частоти у змінну напругу іншої частоти. Однак для роботи таких перетворювачів як джерело енергії використовується багатofазна мережа змінного струму. Форма вихідної напруги на навантаженні є досить складною, в результаті чого гармонічний склад цієї напруги не завжди сприятливий для окремих споживачів. Крім того, гармонічний склад помітно змінюється під час регулювання частоти вихідної напруги. Тому пере-

творювачі частоти досить часто будують на основі багатоланкової перетворювальної системи з проміжною ланкою постійного струму (рис. 15.14). Змінна напруга джерела живлення  $E$ , частота якої дорівнює  $f_1$ , за допомогою випрямляча В і згладжувального фільтра  $\Phi$  перетворюється в постійну напругу. Ця напруга використовується як джерело живлення автономного інвертора АІ, що забезпечує на навантаженні змінну напругу  $U_d$  з необхідною частотою  $f_2$ . Якщо треба, частоту вихідної напруги  $f_2$  можна регулювати, діючи на систему керування автономного інвертора АІ. Випрямлячем В, якщо він керований, можна забезпечити регулювання діючого значення вихідної напруги  $U_d$ . Вхідна і вихідна напруги перетворювальної системи можуть бути як однофазними, так і багатифазними. Якщо вхідна напруга  $E$  багатифазна, то випрямляч В також повинен бути багатифазним. Для одержання багатифазної вихідної напруги  $U_d$  треба використовувати відповідний багатифазний автономний інвертор АІ. Розглянута перетворювальна система забезпечує високі якісні показники вихідної напруги  $U_d$ , причому при регулюванні напруги й частоти якість вихідної напруги майже незмінна. Коефіцієнт корисної дії перетворювача частоти з ланкою постійного струму

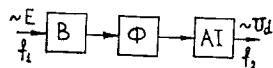


Рис. 15.14

$$\eta = \eta_B \cdot \eta_\Phi \cdot \eta_{AI}.$$

### 15.2.3. СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

Електричну енергію одержують від первинних джерел енергії — пристроїв, які забезпечують перетворення неелектричних видів енергії в електричну (генератори, батареї, акумулятори, фотоперетворювачі, паливні елементи і т. ін.). У багатьох випадках параметри і якість електричної енергії, яку одержують від первинного джерела живлення (значення і стабільність напруги, пульсації, частота, кількість фаз і т. д.), не відповідають вимогам, які ставляться споживачами. Зокрема, для живлення сучасної електронної апаратури, пристроїв автоматики і зв'язку необхідні різні рівні постійної напруги з досить високою стабільністю. Для цього між первинним джерелом живлення і споживачем електричної енергії вводять перетворювальну систему — вторинну систему електроживлення. Вона забезпечує необхідну якість електричної енергії на вході навантаження і часто виконує також функцію електричної розв'язки первинного джерела енергії і споживача. Тому, як правило, до її складу входить трансформатор, який одночасно забезпечує одержання необхідних рівнів напруги живлення.

Як правило, радіоелектронні системи живляться від промислової або автономної мережі змінного струму. Тому типова структура системи вторинного електроживлення традиційно така, як показано на

рис. 15.15. Змінна напруга мережі  $E$  знижується до необхідного рівня за допомогою силового трансформатора  $TV$ , потім випрямляється випрямлячем  $B$  і згладжується фільтром  $\Phi$ . Оскільки напруга в мережі, як правило, має недостатню стабільність, після згладжувального фільтра часто ставлять стабілізатор  $Ст$ , який забезпечує необхідну стабільність вихідної напруги  $U_d$ . Для більшості радіоелектронних систем треба мати декілька різних рівнів напруги живлення. У цьому разі трансформатор  $TV$  повинен мати відповідну кількість вторинних обмоток, кожна з яких працює на свій випрямляч, фільтр і стабіліза-

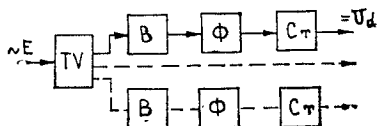


Рис. 15.15

тор. Така система електроживлення називається багатокаанальною. Вона дає змогу забезпечити необхідну кількість номіналів вихідної напруги, електрично не зв'язаних між собою каналів. У таких системах стабілізатори можуть стояти тільки в окремих каналах.

Недоліком розглянутої системи, як і всіх багатоканкових систем, є не дуже високий ККД, що пов'язано з багаторазовим перетворенням параметрів електричної енергії. Особливо низький ККД, коли використовують стабілізатор з безперервним регулюванням, а стабілізатор з імпульсним регулюванням підвищує ККД. Проте імпульсні стабілізатори створюють електромагнітні завади, що може негативно позначатися на роботі радіоелектронної апаратури. Якщо використовувати керований випрямляч  $B$ , що працює у режимі стабілізації напруги, можна відмовитися від стабілізатора  $Ст$ . Тоді керований випрямляч одночасно виконуватиме функції випрямлення змінної напруги і її стабілізації. Але при цьому суттєво зростають масогабаритні показники згладжувального фільтра і погіршуються динамічні показники системи електроживлення.

Треба зауважити, що розглянута вище структура системи електроживлення не дає змоги одержати низькі питомі масогабаритні показники. Це пов'язано з тим, що в більшості випадків як первинне джерело енергії використовують промислову мережу змінного струму (220 В, 50 Гц). При низьких частотах змінної напруги масогабаритні показники трансформатора, а також реактивні елементи згладжувальних фільтрів занадто великі. Електронна апаратура на базі інтегральних схем має малу масу і габарити, а система електроживлення, що має традиційну будову (рис. 15.15), становить до (50 ... 80) % об'єму і маси усієї електронної системи.

З метою зменшення масогабаритних показників будують системи електроживлення з проміжним підвищенням частоти перетворюваної напруги (рис. 15.16). Змінна напруга промислової мережі  $E$  подається безпосередньо на випрямляч  $B1$ . Фільтр  $\Phi1$  забезпечує фільтрацію випрямленої напруги. На виході фільтра  $\Phi1$  буде постійна напруга порядку (200 ... 300) В, яка живитиме автономний інвертор  $A1$ . Оскільки

ки напруга на випрямляч В1 подається безпосередньо від мережі без трансформатора, такий випрямляч називають випрямлячем з безтрансформаторним входом. Автономний інвертор АІ виробляє змінну напругу, причому частота цієї напруги значно вища, ніж частота її в мережі (порядку декількох десятків кГц). Трансформатор TV забезпечує необхідну кількість номіналів вихідної напруги. Ці напруги випрямляються випрямлячами В2, згладжуються фільтрами

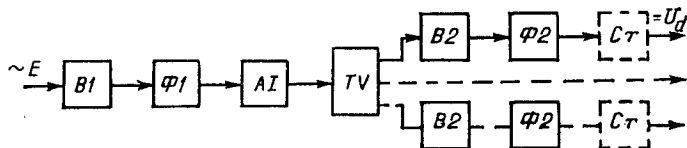


Рис. 15.16

Ф2 і, якщо це необхідно, стабілізуються стабілізаторами Ст. Масогабаритні показники трансформатора TV і згладжувальних фільтрів Ф2, які працюють на підвищеній частоті, значно менші, ніж у системі електроживлення, яка працює на частоті промислової мережі (рис. 15.15). У системі електроживлення з безтрансформаторним входом і проміжним підвищенням частоти масогабаритні показники значно менші, ніж у традиційних системах електроживлення.

Стабілізація вихідних напруг може здійснюватися у кожному каналі окремо за допомогою стабілізаторів Ст. У багатьох випадках допустима нестабільність вихідної напруги живлення не повинна перевищувати кількох відсотків. Таку нестабільність у всіх каналах одночасно можна забезпечити керованим випрямлячем В1, який стабілізує напругу живлення автономного інвертора. Проте в цьому випадку зростають масогабаритні показники фільтра Ф1 і знижується швидкість системи, оскільки випрямляч В1 і фільтр Ф1 працюють на частоті мережі.

Частіше загальну стабілізацію напруги зосереджують у регульованому автономному інверторі АІ, який допускає нестабільність напруги у всіх каналах не більше декількох відсотків. Регульований інвертор АІ або керований випрямляч В1, які забезпечують загальну стабілізацію вихідних напруг усіх каналів, виконують функцію центрального стабілізатора системи електроживлення. У тих каналах, де стабільність напруги, що її забезпечує центральний стабілізатор, недостатня, ставлять додатковий стабілізатор Ст, причому його коефіцієнт стабілізації може бути не дуже високий, оскільки напруга на його вході уже частково стабілізована. Як додатковий можна використовувати стабілізатор з безперервним регулюванням, який забезпечує дуже високу якість вихідної напруги. При цьому один або кілька таких стабілізаторів уже не будуть суттєво впливати на загальний ККД всієї системи електроживлення.

В останні роки широко застосовуються різні типи автономних первинних джерел електричної енергії постійного струму (акумулятори і сонячні батареї, термоелектричні і термоемісійні перетворювачі, паливні елементи і т. ін.). Такі джерела найчастіше використовують для живлення різних типів пересувної і автономної апаратури, яка віддалена від промислових енергетичних мереж (наприклад, для живлення апаратури на космічних об'єктах, автономних метеорологічних

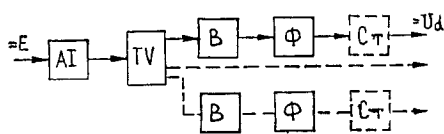


Рис. 15.17

станцій, різних транспортних засобах). Однією з особливостей подібних джерел живлення є підвищена нестабільність (до 20...30 %) їх вихідної напруги. Це пов'язано із змінами в умовах експлуатації (наприклад, ступінь освітленості сонячних батарей, розряджан-

ня батарей і акумуляторів у процесі експлуатації і т. ін.). Як правило, параметри вихідної напруги подібних джерел живлення не задовольняють споживачів. У цьому разі між джерелом живлення і навантаженням ставлять вторинну систему електроживлення. Така система (рис. 15.17) містить автономний інвертор AI, який перетворює постійну напругу у змінну, і трансформатор TV, що забезпечує одержання необхідних номіналів вихідної напруги. До вторинних обмоток трансформатора TV під'єднано відповідну кількість вихідних каналів, кожен з яких містить випрямляч В, згладжувальний фільтр Ф і, при необхідності, стабілізатор Ст. Очевидно, що структура розглянутої системи електроживлення аналогічна структурі системи з безтрансформаторним входом (рис. 15.16) і відрізняється тільки відсутністю випрямляча В1 і фільтра Ф1. Автономний інвертор AI тут також, як правило, працює на підвищеній частоті. У цьому разі масогабаритні показники системи електроживлення зменшені, що суттєво для автономних і пересувних об'єктів.

У тому разі, коли окремі споживачі потребують для свого живлення змінної напруги, користуються вторинними обмотками трансформатора TV. Очевидно, що при цьому робоча частота інвертора AI повинна відповідати вимогам споживачів змінного струму. Якщо вихідна напруга інвертора суттєво відрізняється від синусоїдальної, при необхідності для покращання її гармонічного складу застосовують фільтри (див. п. 14.2.7).

Таким чином, за допомогою різних типів перетворювальних модулів і відповідної структури перетворювальної системи можна одержати практично будь-який закон перетворення параметрів електричної енергії і забезпечити необхідну якість електричної енергії у навантаженні.

### 15.3. СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

Перетворювальна система працює нормально тільки у тому випадку, коли забезпечується надійна робота кожного окремо взятого її модуля, а також синхронізація роботи всіх елементів системи. Тому система керування перетворювальної системи, крім формування сигналів керування силовими ключами перетворювальних модулів, повинна виконувати ще й такі додаткові функції: 1) забезпечувати узгоджену роботу елементів системи; 2) контролювати і діагностувати стан елементів як силових частини, так і системи керування; 3) захищати елементи системи від перевантажень; 4) сигналізувати про відхилення у режимі роботи основних модулів системи і надавати оперативну інформацію обслуговуючому персоналу.

Якщо перетворювальна система має змінну структуру (адаптована перетворювальна система), зміни в ній також відбуваються за командами системи керування, яка обробляє інформацію, що надходить з різних датчиків для контролю параметрів мережі живлення, навантаження, а також елементів перетворювальної системи. Такі складні і різноманітні функції може ефективно виконувати лише система керування з гнучкою структурою, яка перебудовується залежно від конкретних умов роботи перетворювальної системи. У зв'язку з цим у системах керування все ширше застосовують мікропроцесори і мікроЕОМ. При цьому функціональні можливості перетворювальних систем значною мірою визначаються не тільки структурою системи керування, але й керуючою програмою, яку при необхідності можна швидко змінити.

Комп'ютерне керування перетворювальними системами дозволяє вдосконалити апаратуру, її експлуатацію і обслуговування, забезпечити необхідну гнучкість керування. Використання високопродуктивних мікропроцесорних систем обробки інформації дозволяє за допомогою програмних методів розв'язувати завдання керування, регулювання, захисту і діагностики. Програмованість мікропроцесорів сприяє створенню уніфікованих блоків для різноманітних за складністю і розв'язуваням завданням пристроїв керування перетворювальними системами.

Загальну структуру комп'ютерної системи керування подано на рис. 15.18. Енергія від джерела живлення  $E$  через перетворювальну систему ПС подається у навантаження  $N$ . Блок зворотного зв'язку БЗЗ здійснює контроль і вимірювання параметрів навантаження і елементів перетворювальної системи, а також перетворює аналогові сигнали у цифрові. Блок керування БК формує сигнали, які керують роботою силових ключів перетворювальної системи. За рахунок зміни частоти слідування, тривалості, фази або інших параметрів імпульсів керування забезпечуються необхідні параметри електричної енергії на навантаженні. Зміна параметрів імпульсів керування відбувається під дією сигналів, які подаються на входи блока керування БК. У зви-



чайних системах керування такі сигнали надходять з пристроїв порівняння, які контролюють відхилення сигналів, що надходять з датчиків, від еталонних сигналів. У комп'ютерних системах на входи блока керування сигнали надходять з блока обробки інформації БОІ. У ньому обробляється інформація (у тому числі виконуються і обчислювальні процедури), що надходить в блока зворотного зв'язку, у відповідності з керуючою програмою. В результаті блок обробки інформації формує входні сигнали для блока керування БК. Блок задання режимів БЗР забезпечує відповідні режими роботи перетворювальної

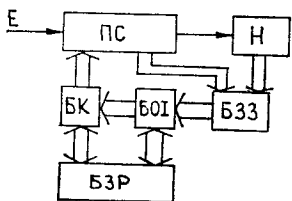


Рис. 15.18

системи. Сюди ж надходить і необхідна інформація про роботу перетворювальної системи і навантаження. Якщо необхідно, то ця інформація може бути відображена на пристроях індикації або зафіксована на відповідних носіях інформації. У комп'ютерних системах керування як блок задання режимів БЗР може бути використаний зовнішній пристрій програмного керування або пульт керування перетворювальної системи.

Один з можливих алгоритмів роботи комп'ютерної системи керування може бути таким. Після надходження команди на пуск перетворювальної системи контролюється готовність системи до роботи. При цьому перевіряється наявність необхідних напруг живлення і їх відповідність заданим значенням. Якщо на цьому етапі виявлені відхилення, формується команда заборони пуску системи. Можлива також діагностика причини заборони пуску.

Якщо відхилень параметрів немає, відбувається пуск системи. У більшості випадків елементи перетворювальної системи вмикаються в певній послідовності, оскільки при вмиканні у будь-якому блоці відбувається перехідний процес, протягом якого вихідні параметри блока відрізняються від номінальних. Оскільки у перетворювальній системі робота всіх блоків взаємопов'язана, відхилення параметрів окремих блоків може порушити нормальну роботу інших блоків і навіть усієї системи. При вмиканні силових перетворювальних модулів бажано забезпечити певну тривалість і характер перехідного процесу — плавний запуск. Усі ці функції у відповідності із заданою програмою виконує комп'ютерна система керування.

Після запуску перетворювальної системи комп'ютерна система керування підтримує задані параметри електричної енергії на навантаженні, порівнюючи реальні параметри із заданими. У разі необхідності вона коригує сигнали керування. Одночасно з цим відбувається безперервний контроль параметрів елементів перетворювальної системи. Якщо відхилення цих параметрів від номінальних перевищує певне, наперед задане значення, формується попереджувальний сигнал або вимикається система.

Обчислювальний блок комп'ютерної системи керування (блок обробки інформації БОІ) може бути реалізований як на базі універсальних мікроЕОМ, так і на базі мікропроцесорних комплектів. Основні вимоги, що ставляться до параметрів мікропроцесорних комплектів, такі:

- 1) досить висока швидкодія і розрядність для здійснення обробки сигналів у реальному масштабі часу з необхідною точністю;
- 2) широкий асортимент стандартних інтерфейсних схем;
- 3) узгодженість з серіями інтегральних схем, які містять великий набір різних функціональних елементів;
- 4) достатній об'єм оперативної і постійної пам'яті, сумісний за швидкістю з вхідними і вихідними сигналами, а також з іншими модулями системи.

При цьому обчислювальний блок повинен мати просту і розгалужену систему команд, яка б дозволяла розробляти програмне забезпечення, проводити пусконаладжувальні роботи і здійснювати експлуатацію досить широкому колу спеціалістів. Ступінь універсальності мікропроцесорного обчислювального блока визначається його програмним забезпеченням.

Тепер мікропроцесорні системи керування найчастіше застосовуються для керування перетворювальними системами, веденими мережею. Це пов'язано з тим, що швидкодія існуючих мікропроцесорів не завжди достатня навіть для керування перетворювачами, які живляться від промислової мережі з частотою 50 Гц. Однак мікропроцесорна техніка весь час вдосконалюється і знаходить усе ширше застосування для керування перетворювальними системами.

Мікропроцесорні системи найбільш доцільно використовувати для забезпечення складних алгоритмів керування, реалізація яких іншими засобами пов'язана із значними труднощами. У системах керування вони дають змогу підвищити точність і надійність системи, збільшити стабільність її характеристик і значно розширити функції, які вона виконує.

## СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Агаханян Т. М. Интегральные микросхемы. М., 1989. 464 с.
2. Агаханян Т. М., Плеханов С. П. Интегральные триггеры устройств автоматики. М., 1978. 368 с.
3. Алексеев А. Г. Основы микросхемотехники. М., 1977. 404 с.
4. Аналоговые и цифровые интегральные схемы. М., 1979. 334 с.
5. Бедфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов. М., 1969. 280 с.
6. Беккер П., Йенсен Ф. Проектирование надежных электронных схем. М., 1977. 256 с.
7. Булатов О. Г., Милов А. В., Яблонский Ф. М. Принципы построения микропроцессорных систем управления преобразователями электрической энергии. Обзорная информация // Полупровод. приборы и преобразователи. 1984. Сер. 5. Вып. 1. С. 1—68.
8. Виноградов Ю. В. Основы электронной и полупроводниковой техники. М., 1972. 534 с.
9. Горбачев Г. Н., Чаплыгин Е. Е. Промышленная электроника. М., 1988. 320 с.
10. Гребен А. Б. Проектирование аналоговых интегральных схем. М., 1976. 256 с.
11. Гусев В. В., Зеличенко Л. Г., Конев К. В. Основы импульсной и цифровой техники. М., 1975. 336 с.
12. Гутников В. В. Применение операционных усилителей в измерительной технике. Л., 1975. 272 с.
13. Ерофеев Ю. Н. Основы импульсной техники. М., 1979. 384 с.
14. Забродин Ю. С. Промышленная электроника. М., 1982. 482 с.
15. Забродин Ю. С. Узлы принудительной конденсаторной комутации тиристор-ров. М., 1974. 129 с.
16. Компоновка и конструирование микроселектронной аппаратуры. М., 1982. 207 с.
17. Криштафович А. К., Трифонюк В. В. Основы промышленной электроники. М., 1985. 287 с.
18. Марше Ж. Операционные усилители и их применение. М., 1974. 215 с.
19. Основы проектирования микроселектронной аппаратуры. М., 1979. 365 с.
20. Полупроводниковые выпрямители. М., 1981. 448 с.
21. Прингисвили И. В. Микропроцессоры и микроЭВМ. М., 1979. 231 с.
22. Проектирование радиоэлектронных устройств на интегральных микросхемах. М., 1976. 310 с.
23. Розанов Ю. К. Основы силовой преобразовательной техники. М., 1979. 184 с.
24. Руденко В. С., Сенько В. И., Трифонюк В. В. Основы промышленной электроники К., 1985. 400 с.
25. Руденко В. С., Сенько В. И., Трифонюк В. В. Приборы и устройства промышленной электроники. К., 1990. 367 с.
26. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Основы преобразовательной техники. М., 1980. 424 с.
27. Свечникова С. В. Элементы оптоэлектроники. М., 1971. 268 с.
28. Степаненко И. П. Основы микроселектроники. М., 1980. 420 с.
29. Тиристоры. М., 1971. 560 с.
30. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Недошивин Р. П. Силовые полупроводниковые приборы. М., 1985. 400 с.
31. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы. М., 1979. 368 с.
32. Энергетическая электроника М., 1987. 464 с.
33. Яковлев В. Н. Микроселектронные генераторы импульсов, К., 1982, 207 с.

## ЗМІСТ

|                                                                |     |
|----------------------------------------------------------------|-----|
| <i>Передмова</i>                                               | 3   |
| <b>Частина 1. ПРИЛАДИ І КОМПОНЕНТИ ПРОМИСЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ</b> | 4   |
| <b>Розділ 1. Напівпровідникові прилади</b>                     | 4   |
| 1.1. Загальна характеристика напівпровідникових приладів       | 4   |
| 1.2. Провідність напівпровідників                              | 4   |
| 1.3. Електронно-дірковий перехід                               | 8   |
| 1.4. Напівпровідникові діоди                                   | 12  |
| 1.5. Біполярні транзистори                                     | 19  |
| 1.6. Польові транзистори                                       | 30  |
| 1.7. Тиристори                                                 | 35  |
| <b>Розділ 2. Інтегральні мікросхеми</b>                        | 39  |
| 2.1. Планарна технологія                                       | 39  |
| 2.2. Основні терміни і визначення в мікроелектроніці           | 43  |
| 2.3. Система умовних позначень інтегральних мікросхем          | 45  |
| 2.4. Напівпровідникові інтегральні мікросхеми                  | 46  |
| 2.5. Тонкоплівкові гібридні інтегральні мікросхеми             | 61  |
| 2.6. Товстоплівкові гібридні інтегральні мікросхеми            | 69  |
| 2.7. Дискретні навісні компоненти                              | 71  |
| 2.8. Корпуси інтегральних мікросхем                            | 73  |
| <b>Розділ 3. Оптиелектронні елементи та системи</b>            | 77  |
| 3.1. Особливості оптиелектроніки                               | 78  |
| 3.2. Джерела (випромінювачі) світла                            | 80  |
| 3.3. Фотоприймачі                                              | 86  |
| 3.4. Оптичні лінії зв'язку                                     | 93  |
| 3.5. Оптиелектронні індикатори                                 | 97  |
| 3.6. Оптрони                                                   | 103 |
| <b>Частина 2. ІНФОРМАЦІЙНА ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА</b>          | 109 |
| <b>Розділ 4. Електронні підсилювачі</b>                        | 109 |
| 4.1. Класифікація та структурні схеми підсилювачів             | 109 |
| 4.2. Основні характеристики підсилювачів                       | 111 |
| 4.3. Режим роботи підсилювального каскаду                      | 115 |
| 4.4. Зворотний зв'язок у підсилювачах                          | 117 |

## **Розділ 5. Базові елементи лінійних інтегральних підсилювачів . . . . . 121**

|                                                                                                    |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 5.1. Особливості аналогової інтегральної схемотехніки . . . . .                                    | 121 |
| 5.2. Методи забезпечення і стабілізація режиму роботи транзисторно-го каскаду підсилення . . . . . | 122 |
| 5.3. Елементарні каскади підсилення . . . . .                                                      | 126 |
| 5.4. Складений транзистор . . . . .                                                                | 134 |
| 5.5. Диференціальні каскади підсилення . . . . .                                                   | 135 |
| 5.6. Каскади зсуву рівнів напруг . . . . .                                                         | 143 |
| 5.7. Вибіркові каскади підсилення . . . . .                                                        | 145 |
| 5.8. Вихідні каскади підсилення . . . . .                                                          | 149 |

## **Розділ 6. Операційні підсилювачі . . . . . 152**

|                                                                                               |     |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 6.1. Призначення та основні властивості операційних підсилювачів                              | 152 |
| 6.2. Передавальні характеристики операційних підсилювачів                                     | 154 |
| 6.3. Структурні схеми операційних підсилювачів . . . . .                                      | 156 |
| 6.4. Операційні підсилювачі загального призначення. . . . .                                   | 157 |
| 6.5. Операційні підсилювачі окремого застосування . . . . .                                   | 163 |
| 6.6. Найважливіші показники операційних підсилювачів . . . . .                                | 167 |
| 6.7. Інвертуюче, неінвертуюче та диференціальне ввімкнення операційних підсилювачів . . . . . | 168 |
| 6.8. Розв'язуючі пристрої на стандартних операційних підсилювачах . . . . .                   | 171 |

## **Розділ 7. Генератори гармонічних коливань . . . . . 174**

|                                                                             |     |
|-----------------------------------------------------------------------------|-----|
| 7.1. Класифікація та призначення генераторів гармонічних коливань . . . . . | 174 |
| 7.2. Умови самозбудження автогенераторів . . . . .                          | 175 |
| 7.3. LC-автогенератори . . . . .                                            | 177 |
| 7.4. RC-автогенератори . . . . .                                            | 179 |
| 7.5. Стабілізація частоти вихідних коливань в автогенераторах               | 182 |

## **Розділ 8. Імпульсні пристрої на інтегральних мікросхемах . . . . . 183**

|                                                                              |     |
|------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 8.1. Особливості імпульсного режиму електронних пристроїв . . . . .          | 183 |
| 8.2. Ключовий режим роботи біполярних транзисторів . . . . .                 | 186 |
| 8.3. Імпульсний режим роботи операційних підсилювачів. Компаратори . . . . . | 189 |
| 8.4. Диференціюючі та інтегруючі ланцюжки . . . . .                          | 192 |
| 8.5. Електронні ключі . . . . .                                              | 196 |
| 8.6. Автоколивальні мультивібратори . . . . .                                | 201 |
| 8.7. Загальмовані мультивібратори . . . . .                                  | 208 |
| 8.8. Блокінг-генератори . . . . .                                            | 213 |
| 8.9. Генератори лінійно-змінної напруги . . . . .                            | 219 |

## **Розділ 9. Цифрові елементи та пристрої . . . . . 224**

|                                                                                 |     |
|---------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 9.1. Загальна характеристика цифрових логічних інтегральних мікросхем . . . . . | 224 |
| 9.2. Схеми цифрових логічних елементів . . . . .                                | 228 |
| 9.3. Тригери . . . . .                                                          | 234 |
| 9.4. Імпульсні генератори на логічних елементах та тригерах . . . . .           | 246 |
| 9.5. Лічильники імпульсів . . . . .                                             | 254 |
| 9.6. Регістри . . . . .                                                         | 259 |

|                                                                                                |            |
|------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| 9.7. Дешифратори . . . . .                                                                     | 262        |
| 9.8. Імпульсні генератори на оптронних перемикачах . . . . .                                   | 264        |
| <b>Розділ 10. Мікропроцесори та мікроЕОМ . . . . .</b>                                         | <b>269</b> |
| 10.1. Основні структури мікропроцесорів . . . . .                                              | 269        |
| 10.2. Структура мікроЕОМ і її інформаційний зміст . . . . .                                    | 273        |
| 10.3. Функціональна схема мікропроцесора . . . . .                                             | 276        |
| 10.4. Основні типи сучасних мікропроцесорних комплектів і області їх застосування . . . . .    | 278        |
| <b>Частина 3. СИЛОВА ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА . . . . .</b>                                      | <b>280</b> |
| <b>Розділ 11. Силова електроніка і галузі її застосування . . . . .</b>                        | <b>280</b> |
| 11.1. Електронний ключ — базовий елемент силової електроніки . . . . .                         | 280        |
| 11.2. Основні типи силових електронних ключів . . . . .                                        | 282        |
| 11.3. Вузли примусової комутації тиристорів . . . . .                                          | 289        |
| 11.4. Керовані ключі з двосторонньою провідністю . . . . .                                     | 298        |
| 11.5. Загальна структура силових електронних пристроїв . . . . .                               | 302        |
| 11.6. Головні області застосування силових електронних пристроїв . . . . .                     | 304        |
| 11.6.1. Пристрої для безконтактно́ї комутації кіл постійного і змінного струму . . . . .       | 305        |
| 11.6.2. Електронні реле . . . . .                                                              | 307        |
| 11.6.3. Пристрої захисту споживачів електричної енергії . . . . .                              | 309        |
| 11.6.4. Накопичувачі електромагнітної енергії . . . . .                                        | 310        |
| 11.6.5. Пристрої плавного вмикання (формувачі перехідного процесу) . . . . .                   | 311        |
| 11.6.6. Регулятори потужності . . . . .                                                        | 313        |
| 11.6.7. Силові інформаційні пристрої . . . . .                                                 | 318        |
| 11.6.8. Перетворювачі параметрів електричної енергії . . . . .                                 | 323        |
| <b>Розділ 12. Перетворювачі, ведені мережею . . . . .</b>                                      | <b>326</b> |
| 12.1. Випрямлячі . . . . .                                                                     | 329        |
| 12.1.1. Однофазні випрямлячі . . . . .                                                         | 329        |
| 12.1.2. Робота випрямлячів на різні види навантажень . . . . .                                 | 335        |
| 12.1.3. Багатофазні випрямлячі . . . . .                                                       | 339        |
| 12.1.4. Керовані випрямлячі . . . . .                                                          | 346        |
| 12.2. Інвертори, ведені мережею . . . . .                                                      | 351        |
| 12.3. Регулятори змінної напруги . . . . .                                                     | 353        |
| 12.4. Безпосередні перетворювачі частоти . . . . .                                             | 359        |
| 12.5. Системи керування перетворювачів, ведених мережею . . . . .                              | 361        |
| <b>Розділ 13. Фільтруючі та стабілізуючі пристрої . . . . .</b>                                | <b>365</b> |
| 13.1. Згладжувальні фільтри . . . . .                                                          | 365        |
| 13.1.1. Згладжувальні фільтри на реактивних елементах (пасивні фільтри) . . . . .              | 366        |
| 13.1.2. Згладжувальні фільтри на підсилювальних елементах (активні фільтри) . . . . .          | 368        |
| 13.2. Стабілізатори . . . . .                                                                  | 370        |
| 13.2.1. Параметричні стабілізатори . . . . .                                                   | 371        |
| 13.2.2. Компенсаційні стабілізатори . . . . .                                                  | 372        |
| 13.3. Роль і місце фільтруючих та стабілізуючих пристроїв у перетворювальній техніці . . . . . | 374        |

|                                                                                   |            |
|-----------------------------------------------------------------------------------|------------|
| <b>Розділ 14. Автономні перетворювачі</b>                                         | <b>375</b> |
| 14.1. Імпульсні перетворювачі постійної напруги                                   | 375        |
| 14.1.1. Принцип імпульсного регулювання                                           | 376        |
| 14.1.2. Основні схеми силового кола імпульсних регуляторів постійної напруги      | 378        |
| 14.1.3. Однотактні перетворювачі напруги                                          | 380        |
| 14.1.4. Реверсивні імпульсні регулятори постійної напруги                         | 383        |
| 14.2. Автономні інвертори                                                         | 385        |
| 14.2.1. Автономні інвертори на повністю керованих приладах                        | 387        |
| 14.2.2. Автономні інвертори струму                                                | 389        |
| 14.2.3. Автономні резонансні інвертори                                            | 391        |
| 14.2.4. Автономні інвертори напруги                                               | 393        |
| 14.2.5. Багатофазні інвертори                                                     | 395        |
| 14.2.6. Основні способи регулювання вихідної напруги інверторів                   | 399        |
| 14.2.7. Покращання гармонічного складу вихідної напруги інвертора                 | 401        |
| 14.3. Системи керування автономних перетворювачів                                 | 404        |
| 14.3.1. Системи керування імпульсних перетворювачів                               | 405        |
| 14.3.2. Імпульсні стабілізатори                                                   | 406        |
| 14.3.3. Системи керування автономних інверторів                                   | 408        |
| <b>Розділ 15. Перетворювальні системи</b>                                         | <b>411</b> |
| 15.1. Багаточарункові перетворювальні системи                                     | 411        |
| 15.2. Багатоланкові перетворювальні системи                                       | 419        |
| 15.2.1. Перетворювач постійної напруги з проміжною ланкою змінного струму         | 420        |
| 15.2.2. Перетворювач частоти змінного струму з проміжною ланкою постійного струму | 420        |
| 15.2.3. Системи електроживлення                                                   | 421        |
| 15.3. Системи керування                                                           | 425        |
| <b>Список рекомендованої літератури</b>                                           | <b>428</b> |