

КІЇВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІМЕНІ ТАРАСА ШЕВЧЕНКА

**С.М. Левитський**

**ОСНОВИ  
РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ**

**Підручник**

*Затверджено*

*Міністерством освіти і науки України  
як підручник для студентів вищих навчальних закладів,  
які навчаються за напрямами  
"Фізика" та "Прикладна фізика"*



УДК 621.37/39(075.8)

ББК 32.973.2я73

Λ36

Рецензенти:

д-р техн. наук, проф. Б.А. Мандзій,  
канд. фіз.-мат. наук, доц. В.І. Чигинь,  
д-р техн. наук, проф. В.С. Осадчук  
д-р фіз.-мат. наук, проф. О.В. Мельничук

*Затверджено до друку Вченою радою  
Київського національного університету імені Тараса Шевченка  
5 березня 2007 року*

**Левитський, С.М.**

Λ36    Основи радіоелектроніки : Підручник / С. М. Левитський. – К.:  
Видавничо-поліграфічний центр "Київський університет", 2007. – 455 с.  
ISBN 966-594-967-5

Розглянуто роботу сучасних радіоелектронних схем і пристройів, побудованих із використанням біполярних і польових транзисторів: підсилювачів, автогенераторів, радіопередавачів і радіоприймачів електричних сигналів, а також пристройів цифрової техніки. Основну увагу приділено фізичним принципам роботи зазначених пристройів. Розрахунки, які пояснюють ці принципи, є достатньо спрощеними, щоб не затъмарювати суть справи, а контрольні запитання та задачі наприкінці кожного розділу мають сприяти самостійній роботі читачів із підручником.

Для студентів вищих навчальних закладів освіти, що готують фахівців за напрямами "Фізика" та "Прикладна фізика", а також тих вищих навчальних закладів, де курс радіоелектроніки не є основною дисципліною.

УДК 621.37/39(075.8)

ББК 32.973.2я73

**Гриф надано Міністерством освіти і науки України  
(лист № 1.4/18-Г-1272 від 23.07.07)**

ISBN 966-594-967-5

© С.М. Левитський, 2007  
© Київський національний університет імені Тараса Шевченка,  
ВПЦ "Київський університет", 2007

## **ПЕРЕДМОВА**



На сьогодні електроніка та радіоелектроніка все глибше проникають у сучасну науку й техніку у вигляді як різноманітної апаратури, так і методів роботи з нею. Засобів електроніки потребують і автоматизація виробничих процесів, і зв'язок, і обчислювальна техніка, і медичне обладнання, а також, методи фізичного (і не лише фізичного) експерименту тощо. Тому в багатьох вищих навчальних закладах, де радіотехніка не є профілюючою дисципліною, але студентам доводиться мати справу з електронним устаткуванням, викладається такий курс, як "Основи радіоелектроніки", у якому розглядаються загальні принципи роботи сучасних радіоелектронних схем і пристройів. Подібні курси викладають у багатьох технічних вищих навчальних закладах, а також на фізичних факультетах університетів і педагогічних інститутів.

На превеликий жаль, відповідної навчальної літератури, де в доступній формі були б викладені основні принципи сучасної радіоелектроніки та їх конкретні реалізації, недостатньо. Саме тому даний підручник адресовано насамперед студентам вищих навчальних закладів, які навчаються за напрямами "Фізики" та "Прикладна фізика", а також іншим, хто має справу із застосуванням радіоелектронних пристройів.

При викладенні матеріалу у даному підручнику основний наголос зроблено на розумінні загальних фізичних принципів роботи радіоелектронних схем і пристройів, а наведені конкретні схеми розглянуту переважно для ілюстрації цих принципів. Розрахунки, які супроводжують викладення матеріалу, є дуже спрощеними, щоб не затмрювати суть фізичних процесів, але їх наближеність до реальності цілком достатня для оцінки тих параметрів, якими характеризуються розглядувані схеми. Числові ж оцінки дають правильний порядок тих величин, що визначаються.

У підручнику ми обмежились лише розглядом активних радіоелектронних схем і пристройів на транзисторах, вважаючи, що загальні

## **Основи радіоелектроніки**

---

електротехнічні процеси в пасивних електричних колах вже знайомі читачеві, наприклад, з курсу загальної фізики. Із розгляду виключені також схеми на електронних лампах, оскільки сьогодні вони майже не використовуються, а принципи їх роботи мало відрізняються від принципів роботи транзисторних пристройів.

Підручник охоплює великі розділи сучасної радіоелектроніки, а саме:

- напівпровідникові прилади;
- підсилювачі електричних сигналів;
- генератори електричних сигналів;
- принципи радіозв'язку;
- цифрову техніку.

У кожному розділі наведено контрольні запитання та задачі, які мають допомогти студентам самостійно оволодіти матеріалом, а також сприяти впровадженню кредитно-модульної системи навчання.

Даний підручник складено на основі серії навчальних посібників, назви яких наведено у списку рекомендованої літератури, і за якими викладався й викладається зараз курс "Основи радіоелектроніки" студентам радіофізичного факультету Київського національного університету імені Тараса Шевченка, що спеціалізуються за напрямом "Прикладна фізика".

# **РОЗДІЛ 1**

## **НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ**

---

---

Напівпровідниковий прилад на сьогодні є основним активним елементом переважної більшості радіоелектронних приладів і пристройв. Тому знайомство з характеристиками, параметрами і властивостями напівпровідниковых приладів є необхідним для розуміння всіх подальших розділів даної книги, де йдеться про їх використання в різноманітних радіоелектронних схемах і пристроях.

У цьому розділі основну увагу приділено саме характеристикам і параметрам напівпровідниковых приладів, хоча для розуміння їх дії потрібні певні знання фізичних процесів, що відбуваються в напівпровідниках. Ці відомості викладено на елементарному рівні, але достатньому для розуміння подальшого матеріалу.

### **1.1. ФІЗИЧНІ ЯВИЩА В НАПІВПРОВІДНИКАХ**

#### **1.1.1. Власна провідність напівпровідників**

З усієї різноманітності напівпровідниковых матеріалів у радіоелектроніці для створення напівпровідниковых приладів використовують переважно германій і кремній<sup>1</sup>. Обидва вони є елементами четвертої групи періодичної системи і отже, мають по чотири валентні електрони. У просторі атоми цих речовин розташовані у вершинах правильних тетраедрів і пов'язані між собою ковалентними зв'язками за рахунок усуспільнених з сусідніми атомами валентних електронів. Умовно сис-

<sup>1</sup> У сучасних приладах германій використовують зрідка; частіше застосовують сполуки типу  $A^3B^5$ , наприклад арсенід галію.

## Основи радіоелектроніки

тему ковалентних зв'язків зображенено на рис. 1.1, де великими колами зображені атоми, а малими – валентні електрони.

В ідеальній кристалічній ґратці напівпровідника при температурі абсолютноного нуля всі електрони зв'язані з атомами й речовина виявляє властивості ідеального діелектрика. Але з підвищеннем температури напівпровідника електрони за рахунок теплових рухів атомів ґратки можуть порівняно легко зриватися з ковалентних зв'язків і хаотично рухатися в межах ґратки кристала. Концентрацію електронів наведено у виразі

$$n = AT^{3/2} \exp\left(-\frac{\Delta W}{2kT}\right), \quad (1.1)$$

де  $A$  – коефіцієнт пропорційності,  $T$  – абсолютна температура,  $\Delta W$  – енергія активації напівпровідника, тобто мінімальна енергія, необхідна для вивільнення валентного електрона<sup>2</sup>. Ця енергія дорівнює 0,67 еВ для германію та 1,12 еВ для кремнію. При кімнатній температурі концентрація вільних електронів у кремнію та германію має дорівнювати  $n_{\text{Si}} \approx 10^{10} \text{ см}^{-3}$  та  $n_{\text{Ge}} \approx 10^{13} \text{ см}^{-3}$ . Із підвищеннем температури концентрація вільних електронів швидко зростає.

Якщо в напівпровіднику створити електричне поле, усі вільні електрони прямуватимуть у бік позитивного потенціалу. Виникне струм з густинною  $j_e = ev = e\mu E = \sigma_e E$ , де  $v$  – дрейфова швидкість спрямованого руху електронів у електричному полі напруженістю  $E$ ,  $\mu$  – рухливість електронів у цьому полі,  $\sigma_e$  – електронна провідність напівпровідника.

Слід мати на увазі, що нестача в якомусь з атомів кристалічної ґратки електрона еквівалентна наявності рівного за величиною зайвого позитивного заряду. У фізиці напівпровідників таку електронну вакансію називають **діркою**. Вона поводить себе як позитивний заряд, рівний за величиною заряду електрона. На вакантне місце, звільнене електроном, може "перестрибнути" електрон із сусіднього атома, тобто дірка переміститься на одну міжатомну відстань. За рахунок наступного стрибка дірка знову переміститься до іншого атома і т. д. Концентрація дірок  $p$  дорівнює концентрації вільних електронів  $n$ , тому в цілому напівпровідник залишається електрично нейтральним.

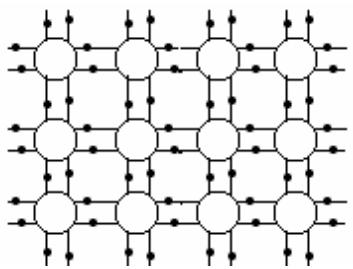


Рис. 1.1

<sup>2</sup> Тобто ширина забороненої зони.

## **Розділ 1. Напівпровідникові прилади**

---

Зазвичай дірки хаотично блукають кристалічною ґраткою. Однак при накладанні електричного поля дірки набувають спрямованого дрейфового руху в бік від'ємного потенціалу. Рухливість дірок у германію та кремнію в кілька разів менша від рухливості електронів, отже, внесок діркової провідності в загальну провідність напівпровідника відповідно менший за внесок електронної.

При зустрічі дірки з вільним електроном може статися їх об'єднання – рекомбінація, унаслідок якої дірка та вільний електрон зникають, а в кристалічній ґратці відновлюється нейтральний атом. Середній час життя  $\tau$  вільного електрона з моменту його виникнення до моменту рекомбінації залежить від виду напівпровідника, концентрації в ньому вільних зарядів, і зазвичай лежить у межах порядку мікросекунд. Ці процеси відбуваються подібним чином лише в дуже чистих напівпровідниках, де сторонні домішки не перевищують  $10^{-8}\text{--}10^{-9}\%$ . Концентрація дірок у них завжди дорівнює концентрації вільних електронів. Такі напівпровідники називають **власними напівпровідниками**, а існуючу в них провідність – відповідно **власною провідністю** й позначають індексом "i" (від англ. *intrinsic* – власний, властивий даній речовині).

Таким чином, на відміну від металів напівпровідники можуть мати два типи провідності: електронну та діркову. Саме існування двох типів провідності й визначає більшість специфічних властивостей, притаманних напівпровідникам, і можливість їх широкого практичного застосування в електроніці.

### **1.1.2. Домішкові напівпровідники**

Навіть мізерні домішки сторонніх речовин спроможні істотно змінити властивості напівпровідника. Розглянемо, наприклад, що станеться, якщо в кристалічну ґратку германію ввести атом сусіднього з ним у таблиці Менделєєва п'ятivalентного миш'яку. Щоб зручно "прилаштуватися" в кристалічній ґратці германію, атом миш'яку відпускає "на волю" зайвий електрон. Енергія активації яка потрібна для такого вивільнення електрона становить лише 0,013 еВ, отже, навіть при кімнатній температурі атоми миш'яку втрачають п'яті валентні електрони, і концентрація створених таким чином вільних електронів буде дорівнювати концентрації атомів домішки. Неважко підрахувати, що при кімнатній температурі обумовлена цими домішковими електронами провідність зрівняється з власною провідністю германію вже при концентрації миш'яку порядку  $10^{-7}\%$ . При більшій кількості домішки починає переважати домішкова провідність. Домішки, які подібно до миш'яку віддають свої

## **Основи радіоелектроніки**

---

електрони, називаються **електронними** або **донорними**, а всі величини, що до них належать, позначають індексом "n" (від англ. *negative*, негативний, тобто від'ємний, оскільки створені донорною домішкою вільні заряди – електрони – мають від'ємний знак).

Інший сусід германію – тривалентний галій – при введенні в кристалічну ґратку намагається, навпаки, відібрati в сусідніх атомів германію один валентний електрон, унаслідок чого утворюється дірка. Таку домішку називають **дірковою** або **акцепторною** (від англ. *accept* – сприймати). Усі величини, що належать до акцепторних домішок, позначають індексом "p" (від англ. *positive*), оскільки вони утворюють тільки позитивні носії заряду – дірки.

Акцепторами для германію та кремнію, окрім галію, можуть бути тривалентні бор, алюміній, індій, а донорами – п'ятивалентні фосфор або стібій. Енергія активації цих домішок також становить соті частки електрон-вольта, тому створені ними концентрації носіїв – електронів чи дірок – майже дорівнюють концентрації домішкових атомів. Таким чином, відповідним підбором виду та концентрації домішок можна в широких межах змінювати характер і величину провідності основного напівпровідника. Таку операцію називають **легуванням** напівпровідника.

### **1.1.3. Неосновні носії**

Не слід вважати, що єдиним видом носіїв заряду в донорному напівпровіднику є лише електрони, а в акцепторному – дірки. Окрім цих **основних** носіїв у напівпровіднику можуть існувати й протилежні за знаком **неосновні** носії: дірки в донорному напівпровіднику або електрони в акцепторному. Їх виникнення можливе за рахунок теплових рухів атомів (подібно до того, як це має місце у власних напівпровідниках) або ж унаслідок наявності неконтрольованих випадкових домішок. Концентрація неосновних носіїв мала, оскільки вони швидко рекомбінують з основними.

За умов термодинамічної рівноваги концентрація дірок в електронному напівпровіднику дорівнює

$$p_n = \frac{n_i^2}{n_n} \approx \frac{n_i^2}{N_n},$$

де  $n_i$  – концентрація зарядів при тій самій температурі у власному напівпровіднику,  $n_n$  – концентрація основних носіїв у даному донорному напівпровіднику,  $N_n$  – концентрація донорних атомів.

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

Для акцепторного напівпровідника аналогічно:

$$n_p = \frac{n_i^2}{p_p} \approx \frac{n_i^2}{N_p}.$$

### 1.1.4. Електронно-дірковий перехід (*p-n*-перехід)

Робота переважної кількості напівпровідниківих приладів ґрунтуються на явищах, які виникають при контакті двох монокристалічних напівпровідників з різними типами провідності. Такий контакт *p*- і *n*-напівпровідників називають ***p-n*-переходом**. Він має ряд цінних властивостей, використання яких і обумовлює широкий спектр можливостей напівпровідниківих приладів.

При контакті напівпровідників *p*- і *n*-типів починається дифузійний рух носіїв в області з протилежним знаком провідності, де концентрація зарядів даного знака мала: електронів у дірковий напівпровідник, а дірок в електронний. Однак ця дифузія скоро припиняється, оскільки напівпровідник *n*-типу, втративши частину своїх електронів (і набувши деяку кількість дірок), заряджається позитивно, а дірковий напівпровідник, втративши частину дірок і набувши електрони, заряджається негативно. У результаті між *p*- і *n*-напівпровідниками в області переходу виникає потенціальний бар'єр порядку вольта. Ця різниця потенціалів локалізована в контактному шарі товщиною близько 1 мкм і створює в ньому електричне

поле порядку  $10^4$  В/см і більше (рис. 1.2). Це поле видаляє носії зарядів з переходного шару: електрони в *n*-область, а дірки в *p*-область. Унаслідок цього переходний шар збіdnюється носіями та набуває властивостей діелектрика. Глибина проникнення поля в напівпровідник залежить від його провідності: чим вона менша, тим більшою буде глибина. Тому, коли ступінь легування *p*- і *n*-областей неоднакова, збіdnений носіями заряду шар утворюється переважно в напівпровіднику, котрий зазнав слабшого легування.

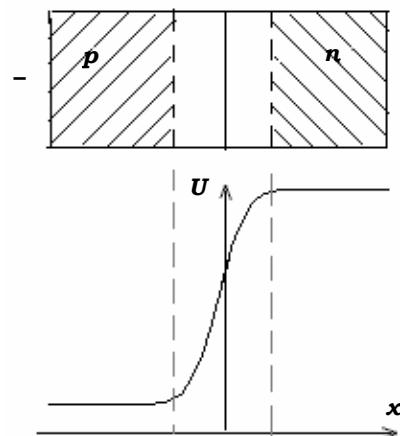


Рис. 1.2

## Основи радіоелектроніки

При намаганні носіїв проникнути в "чужу" область, їм доводиться долати потенціальний бар'єр досить значної висоти. Тому, хоча деякий обмін зарядами між  $p$ - і  $n$ -областями й існує, він дуже незначний. Ситуація змінюється, якщо до переходу прикладено зовнішню ЕРС, за напрямком протилежну контактній різниці потенціалів (рис. 1.3). Висота потенціального бар'єра при цьому знижується, тому досить великий потік дірок прямує в  $n$ -область, а електронів у  $p$ -область, створюючи струм  $I$  через переход. Внесок у цей струм носіїв різного типу обумовлений насамперед їх концентрацією. Якщо  $p$ -область легована значно сильніше, ніж  $n$ -область, то струм  $I$

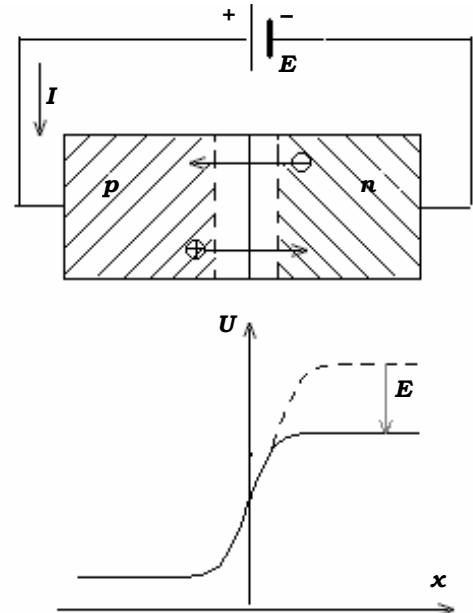


Рис. 1.3

створюється переважно дірками, і на-впаки, якщо сильніше легована  $n$ -область, основний внесок у струм да-дуть електрони.

Таким чином, основний потік зарядів через переход визначається сильніше легованою областю, її називають **емітєром**. Слабіше леговану область називають **базою**. Процес введення сторонніх носіїв (наприклад, дірок у  $n$ -область) називають **інжекцією**. Інжектовані заряди існуватимуть у області інжекції як неосновні носії, поки вони не прорекомбінують з основними носіями.

При протилежній полярності зовнішньої ЕРС висота потенціального бар'єра зростає, а товщина його збільшується (рис. 1.4), унаслідок чого рух основних носіїв через переход практично припиняється. Електричний струм, що існує при такій зворотній полярності,

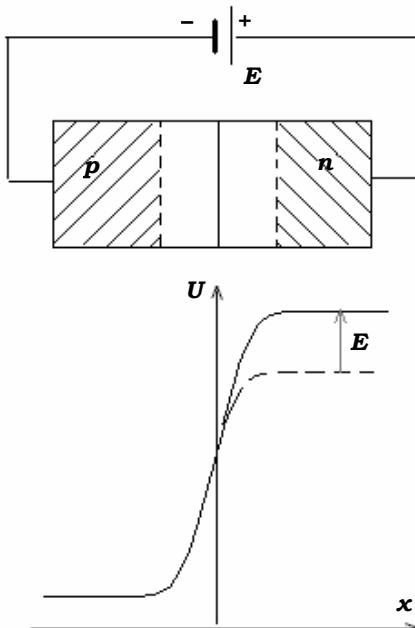


Рис. 1.4

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

обумовлюється лише неосновними носіями, які завжди в невеликій кількості присутні в напівпровіднику. Для них поле в переході є прискорювальним і тому будь-який неосновний носій, який під час свого теплового руху потрапить на межу збідненого шару, буде обов'язково втягнутим у цей шар і перетне межу  $p$ - і  $n$ -переходу. Таке всмоктування неосновних носіїв у збіднений шар називають **екстракцією**.

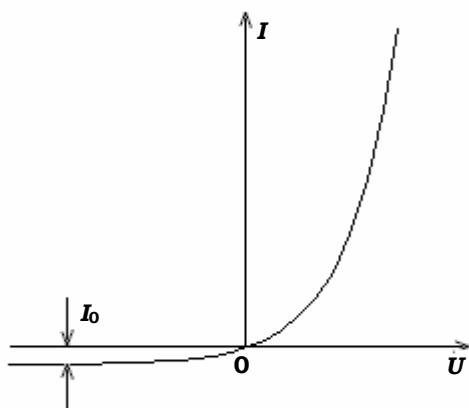
Залежність струму через  $p$ - і  $n$ -перехід від прикладеної до нього напруги  $U$  дається виразом

$$I = I_0 \left( e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right), \quad (1.2)$$

де  $I_0$  – струм насичення, обумовлений неосновними носіями,  $T$  – абсолютна температура,  $q$  – заряд електрона.

Графік вольт-амперної характеристики  $p-n$ -перехіду зображенено на рис. 1.5. При досить великій позитивній напрузі  $\left( U \gg \frac{kT}{q} \right)$  одиницею у виразі (1.2) можна знехтувати і вважати, що струм експоненціально залежить від прикладеної напруги:

$$I \approx I_0 e^{\frac{qU}{kT}}. \quad (1.3)$$



**Рис. 1.5**

Таким чином,  $p-n$ -перехід являє собою нелінійний опір, струм якого не пропорційний до прикладеної напруги. Перехід може бути охарактеризований омічним (статичним) опором:

$$R_0 = \frac{U}{I}$$

або диференційним (динамічним) опором:

$$r_d = \frac{dU}{dI} = \frac{kT}{qI_0} \exp\left(-\frac{qU}{kT}\right) = \frac{1}{I} \frac{kT}{q}. \quad (1.4)$$

Для відкритого переходу ( $U > 0$ ) звичайно  $r_d < R_0$ .

Інжектовані в "чужу" область неосновні носії досить швидко рекомбінують з основними носіями. Однак, маючи скінчений час життя  $\tau$ , вони утворюють деякий об'ємний заряд  $Q = I \tau$ . При стрибкоподібній зміні полярності  $U$  (рис. 1.6) і переході від відкритого

## Основи радіоелектроніки

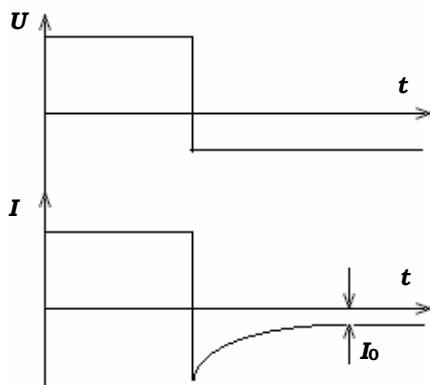


Рис. 1.6

стану до закритого через  $p-n$ -перехід протягом деякого часу протікає зворотний струм, значно вищий за струм насичення та обумовлений тими неосновними носіями, які раніше були інжектовані в "чужі" області, а тепер рухаються у зворотному напрямку за рахунок дифузії. Тривалість цього процесу буває порядку середнього часу рекомбінації.

### 1.1.5. Бар'єрна та дифузійна ємність

Як було показано, при зворотній полярності на межі  $p-n$ -переходу утворюється збіднений носіями шар, що має властивості діелектрика. Уся система в цілому стає подібною до конденсатора, який має провідні обкладинки, розділені діелектричним прошарком. Ємність такого конденсатора називається **бар'єрною ємністю**, оскільки її існування обумовлене потенціальним бар'єром  $p-n$ -переходу. Її величина залежить від товщини збідненого шару й зменшується з його потовщенням.

У відкритому режимі  $p-n$ -перехід характеризується диференціальним опором  $r_d$  і **дифузійною ємністю**  $C_{\text{диф}}$ . Справа в тому, що зі збільшенням напруги на  $\Delta U$  струм через перехід зростає на  $\Delta I = \Delta U / r_d$  і відповідно на  $\Delta Q = \Delta I \tau$  збільшується об'ємний заряд інжектованих неосновних носіїв. Відношення  $\Delta Q / \Delta U = \tau / r_d$  має зміст ємності, яка називається **дифузійною**. На відміну від бар'єрної ємності, що існує реально й крізь яку протікає справжній струм зміщення, дифузійна ємність значною мірою є формальним поняттям і вводиться для опису інерційних властивостей  $p-n$ -переходу. Вона вважається ввімкненою з  $r_d$  паралельно до  $p-n$ -переходу й визначає його сталу часу  $C_{\text{диф}} r_d = \tau$ , з якою відбуваються зображені на рис. 1.6 переходні процеси. За реальних умов бар'єрна ємність невелика й становить зазвичай десятки або сотні пікофарад, тоді як дифузійна ємність може бути на кілька порядків більшою.

### 1.1.6. Пробій $p-n$ -переходу

При надто великій напрузі, прикладеній до закритого  $p-n$ -переходу, останній може пробитися, як і звичайний конденсатор. Це відбувається тоді, коли екстрагований неосновний носій (наприклад, електрон) при проходженні через збіднений шар прискориться на довжині вільного пробігу аж до енергії активації даного напівпровідника. Тоді цей прискорений носій при зіткненні з атомом кристалічної ґратки може вибити з нього новий електрон, який також прискорюється і стає спроможним вибивати нові електрони. Таким чином, один перший електрон здатний викликати цілу лавину нових електронів, унаслідок чого струм через переход різко зростає. Таке явище називають **лавинним пробоєм  $p-n$ -переходу**, воно починається, коли напруга на переході сягає значення, яке називають **пробійним**. При пробої на вольт-амперній характеристиці виникає ділянка різкого зростання струму (рис. 1.7, ділянка  $ab$ ).

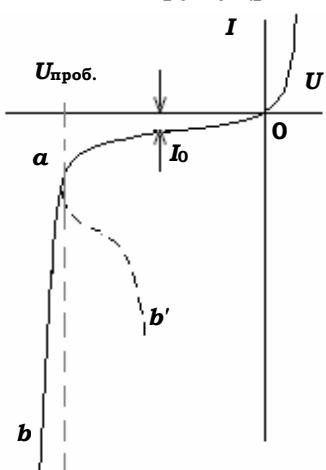


Рис. 1.7

Іншою причиною різкого зростання струму може бути локальне перегрівання в якісь точці збідненого шару. Зі зростанням температури в цьому місці збільшується провідність, зростає густина струму, наслідком чого є ще більше перегрівання та підвищення температури, тому їй пробої називають **тепловим**. Вольт-амперна характеристика для теплового пробою має вигляд, подібний до кривої  $ab'$ .

Нарешті, при дуже великих напруженостях поля порядку  $10^6$ – $10^7$  В/см електрони можуть бути вирвані з їх ковалентних зв'язків у результаті квантово-механічного тунельного ефекту. Такий вид пробою називають **тунельним**.

Він спостерігається в напівпровідниках з високим ступенем легування, де збіднений основними носіями шар дуже тонкий.

У нашій уяві слово "пробій" зазвичай асоціюється з руйнуванням електротехнічного приладу, але в  $p-n$ -переходах, якщо не має місце надто велике зростання струму, пробій не є причиною незворотних змін і виявляється для переходу цілком нешкідливим. На використанні ефекту пробою  $p-n$ -переходу ґрунтуються робота цілого ряду напівпровідниківих приладів.

### **1.1.7. Контакти металів з напівпровідниками**

Важливе значення для розуміння роботи напівпровідникових пристрій має вивчення особливостей контакту металу з напівпровідником. З одного боку, напівпровідник будь-якого напівпровідникового пристрію має приєднуватися до металевих провідників, з яких складається радіоелектронна схема. Такі контакти повинні мати якомога менший опір і підкорятися звичайному закону Ома (омічні контакти). З іншого боку, як буде показано далі, за певних умов контакти металу з напівпровідником можуть бути несиметричними щодо напрямків проходження струму, подібно до  $p-n$ -переходів і це будуть так звані запірні контакти.

Властивості контактів металів з напівпровідниками залежать від знака провідності напівпровідника ( $p$  чи  $n$ ) і від співвідношення між величинами роботи виходу з напівпровідника та металу. Адже електронам енергетично вигідніше перейти туди, де для них робота виходу є більшою. Наприклад, якщо робота виходу з напівпровідника  $\varphi_S$  є більшою, ніж з металу  $\varphi_M$  (тобто  $\varphi_S > \varphi_M$ ), електрони з металу будуть йти в напівпровідник. Якщо це електронний ( $n$ ) напівпровідник, то концентрація електронів у його приповерхневому шарі буде від цього збільшуватися, провідність цього шару зростатиме, і це буде омічний переход між металом і напівпровідником.

При зворотному співвідношенні робіт виходу (тобто  $\varphi_S < \varphi_M$ ) концентрація електронів у приповерхневому шарі напівпровідника буде зменшуватись за рахунок переходу електронів із середовища з меншою роботою виходу (у даному випадку – напівпровідника) у середовище з більшою роботою виходу (метал), і напівпровідник стає позитивнішим від металу. При цьому провідність приповерхневого шару напівпровідника зменшується, й утворюється потенціальний бар'єр (як на рис. 1.2), висота якого – це контактна різниця потенціалів на переході. Саме цей бар'єр і треба долати електронам для проходження через переход.

Для напівпровідника  $n$ -типу це означає, що при прикладанні до нього "мінуса" зовнішньої напруги (і відповідно "плюса" до металу) висота бар'єра зменшується й контакт стає провідним (як на рис. 1.3). При зворотній полярності зовнішньої напруги електрони напівпровідника відтягаються від бар'єра, висота якого збільшується, і провідність контакту стає меншою. Це є запірною полярністю такого контакту. Наприклад, контакт  $n$ -кремнію ( $\varphi_S = 4,81$  eV) з алюмінієм

## **Розділ 1. Напівпровідникові прилади**

---

( $\varphi_S = 4,23$  еВ) дає омічний контакт, який саме й використовується для приєднання напівпровідниковых приладів до металевих провідників радіоелектронних схем, а золотом ( $\varphi_S = 4,93$  еВ) – випрямний контакт.

Аналогічні міркування справедливі й для *p*-типу напівпровідника, але в цьому випадку полярність прикладеної до переходу зовнішньої напруги буде діяти оберненим чином.

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Які напівпровідникові матеріали використовують для виготовлення напівпровідниковых електронних приладів?
2. Чому при однаковій температурі концентрація електронів і дірок у ідеально чистому кремнію менша, ніж у такому ж чистому германію?
3. Що таке домішковий напівпровідник, напівпровідник *n*-типу, *p*-типу?
4. Яка електропровідність залежить від температури сильніше – власна чи домішкова?
5. Якою домішкою буде алюміній для кремнію – донорною чи акцепторною? Поясніть чому.
6. Що називають основними та неосновними носіями зарядів у напівпровіднику? Як пов'язані між собою їх рівноважні концентрації?
7. Як залежить час життя неосновних носіїв зарядів від концентрації основних носіїв?
8. Чи існує збіднений шар на межі *p*–*n*-переходу, якщо до нього не прикладено зовні напругу?
9. Що таке інжекція та екстракція неосновних носіїв заряду?
10. Що таке зворотний струм *p*–*n*-переходу, чим він обумовлений і як залежить від температури?
11. У чому різниця між омічним і диференціальним опорами відкритого *p*–*n*-переходу? Який з них більше?
12. Що таке бар'єрна ємність *p*–*n*-переходу? Як вона залежить від знака та величини прикладеної напруги?
13. Яка подальша доля неосновних носіїв, інжектованих у базу *p*–*n*-переходу?
14. Чим можна пояснити великий викид зворотного струму в перші моменти після переходу прикладеної напруги відкритої полярності до запірної? Чим визначається тривалість цього викиду?
15. Як пов'язана дифузійна ємність з тривалістю життя неосновних носіїв?

## Основи радіоелектроніки

---

16. Що таке пробій  $p-n$ -переходу? Укажіть фізичні процеси, які можуть обумовити цей пробій.

17. Що таке омічні та запірні контакти напівпровідника з металом?

18. При якій полярності зовнішньої напруги на контакті металу з  $n$ -напівпровідником (при роботі вихіду з металу більшою, ніж з напівпровідника) цей перехід буде омічним?

## ЗАДАЧІ

1. На скільки градусів має підвищитись температура, щоб концентрація електронів у чистому кремнію зросла вдвічі? Вихідною температурою вважати 300 К?

*Вказівка:* шуканий приріст температури можна вважати малим порівняно з вихідною температурою.

2. У кремній введено діркову (акцепторну) домішку в кількості  $10^{-5}\%$ . Якою буде концентрація дірок? Питома вага кремнію  $2,5 \text{ г}/\text{см}^3$ , атомна вага  $A = 2,81$ ?

*Вказівка:* можна вважати, що концентрація дірок, які утворилися, дорівнює концентрації атомів-акцепторів.

3. Якою буде рівноважна концентрація дірок у  $n$ -легованому германію при температурі 300 К, якщо концентрація донорних атомів становить  $10^{16} \text{ см}^{-3}$ ?

4. Концентрація неосновних носіїв у германію становить  $2 \cdot 10^8 \text{ см}^{-3}$ , середня швидкість їх теплового хаотичного руху  $10^7 \text{ см}/\text{с}$ . Якою буде обумовлена ними густина зворотного струму через перехід?

5. Зворотний струм  $p-n$ -переходу при температурі 300 К дорівнює 5 мкА. Чому дорівнюють омічний і диференціальний опори цього ж переходу у відкритому стані, якщо прикладено напругу  $+0,3$  В?

6. Через відкритий  $p-n$ -перехід протікає струм 0,5 мА. Час рекомбінації неосновних носіїв 1 мкс. Чому дорівнює дифузійна ємність переходу?

7. На яку середню глибину проникають неосновні носії (дірки) у базу кремнієвого  $p-n$ -переходу? Кофіцієнт дифузії дірок у кремнію  $13 \text{ см}^2/\text{s}$ , середній час життя – 10 мкс.

*Вказівка:* скористайтеся виразом для середньої довжини дифузії  $d = \sqrt{D\tau}$ .

## 1.2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

Властивості описаних електронно-діркових переходів знаходять практичне застосування в напівпровідникових діодах. **Напівпровідниковим діодом** називають електронний прилад з двома виводами, який містить один *p-n*-перехід. З усіх розглянутих властивостей *p-n*-переходу найбільш істотним, безумовно, є його однобічна провідність, яка обумовлює можливість проходження струму через діод тільки в одному напрямку. Саме цю властивість широко застосовують для випрямлення електричного струму, тобто перетворення змінного струму на постійний.

### 1.2.1. Випрямні діоди

Для випрямлення струму використовують германієві або кремнієві площинні діоди, у яких розміри площини *p-n*-контакту набагато більші за товщину збідненого шару та глибину, на яку здатні проникнути за рахунок дифузії інжектовані в базу неосновні носії. Значна площа контакту забезпечує можливість проходження через такі діоди досить великих струмів.

Типові вольт-амперні характеристики для германієвого (1) і кремнієвого (2) випрямних діодів зображені на рис. 1.8. Області прямого та зворотного струмів і напруг зображені в різних масштабах.

Для германієвих діодів істотний прямий струм починається практично з напруги  $U_{Ge}^* \approx 0,1\text{--}0,2$  В, а в кремнієвих з  $U_{Si}^* \approx 0,6\text{--}0,7$  В. При  $U > U^*$  струм швидко зростає, досягаючи номінальної величини при напрузі порядку 0,5–1,0 В. При напрузі  $0 < U < U^*$  прямий струм, хоча й існує, але він набагато менший від номінального, його існуванням можна знехтувати. Зворотний струм у германієвих діодах на два-три порядки, а в кремнієвих на три-чотири порядки менший від прямого номінального струму.

Загин вольт-амперної характеристики зворотного струму для германієвого діода вказує на наближення до режиму пробою. Максимальна зворотна напруга, яку спроможні витримати випрямні діоди, становить зазвичай кілька сотень вольтів і не перевищує 1 кВ.

Для роботи з більшими напругами діоди можна з'єднувати послідовно, шунтуючи їх, однак, досить великими однаковими опорами, щоб

## Основи радіоелектроніки

гарантуюти рівномірність розподілу зворотної напруги. Іноді послідовно ввімкнені діоди об'єднують в одному корпусі (разом із шунтуючими опорами) й утворюють так звані випрямні стовпчи або блоки.

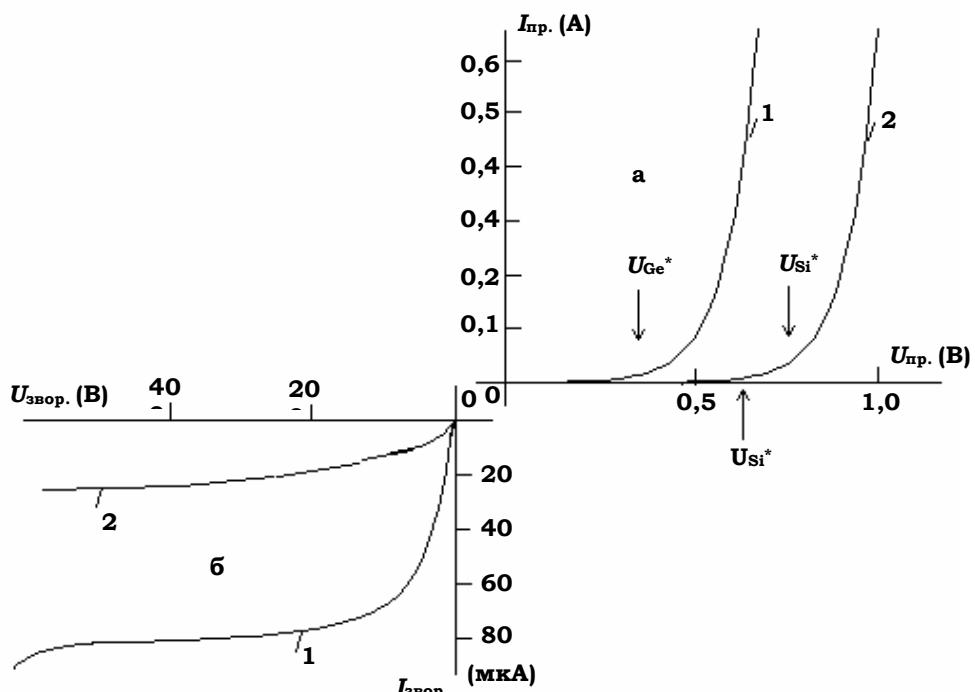


Рис. 1.8

Кремнієві діоди більш стійкі до підвищення температури і можуть успішно працювати до  $120\text{--}130^\circ\text{C}$ , тоді як температурна межа для германієвих діодів становить лише  $70\text{--}80^\circ\text{C}$ . Звідси випливає, що германієві діоди доцільно використовувати для випрямлення сильних струмів малої напруги, тоді як кремнієві діоди, для яких характерні порівняно великий спад напруги в прямому режимі, але більша стійкість до зворотної напруги, більш придатні для випрямлення невеликих струмів високої напруги.

Основні практичні параметри випрямних діодів такі:

$I_{\text{пр. max}}$  – гранично допустимий середній прямий струм<sup>3</sup>;

<sup>3</sup> Іноді як параметр дається й гранично допустимий імпульсний струм, який може протікати крізь діод протягом коротких проміжків часу.

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

$U_{\text{звор.} \max}$  – гранично допустима зворотна напруга;

$U_{\text{пр.}}$  – постійна пряма напруга на діоді при номінальній величині струму;

$I_{\text{звор.} \max}$  – зворотний струм при гранично допустимій зворотній напрузі;

$T_{\max}$  – гранично допустима температура навколошнього середовища. На основі цих параметрів вибирають тип діода для роботи в приладах для випрямлення струму.

### 1.2.2. Діоди Шотткі

На основі  $p-n$ -переходів будується більшість випрямних діодів. Разом з тим все більше зростає інтерес до діодів, у яких використовується контакт металу з напівпровідником. Такий контакт уперше дослідив видатний німецький фізик В. Шотткі, і тому дістав назву **переход Шотткі**, а діоди, засновані на використанні такого переходу, – **діоди Шотткі**.

Фізичні процеси та характер провідності контактів металу з напівпровідником нами вже розглянуто в підрозд. 1.7, тому обмежимося лише вказівками на деякі властивості таких переходів, що мають істотне значення для їх практичного застосування.

Наведемо основні відмінності переходів Шотткі порівняно зі знайомими нам  $p-n$ -переходами:

1) при роботі переходу Шотткі в режимі відкритої полярності в напівпровідник не інжектуються неосновні носії, тому в ньому не утворюється об'ємний заряд неосновних носіїв, відсутня дифузійна емність і отже, усі пов'язані з цим інерційні ефекти. Тому інерційність діодів Шотткі визначається лише бар'єрою емністю й набагато менша від інерційності діодів з  $p-n$ -переходами;

2) вольт-амперна характеристика переходу Шотткі для прямого струму починається практично з нуля ( $U^* \approx 0$ ) і йде стрімко вгору, тому спад напруги для прямого струму на переході Шотткі невеликий і становить лише кілька десятих вольта. Отже, омічне нагрівання таких переходів виявляється меншим, аніж у  $p-n$ -переходів. До того ж, оскільки один з електродів переходу Шотткі є металом, можна створити краще відведення тепла й працювати з великими густинами струму.

Отже, із цілого ряду властивостей переходи Шотткі та побудовані на їх основі випрямні діоди мають певні переваги порівняно з діодами.

## Основи радіоелектроніки

ми на  $p-n$ -переходах. Але технологія виготовлення діодів Шотткі складніша, вони дорожчі й тому застосовуються лише там, де їх високі якості дійсно потрібні.

### 1.2.3. Високочастотні діоди

Діоди Шотткі широко застосовуються у високочастотних діодах для випрямлення (детектування) сигналів із частотами, що вищі за 1 ГГц. Спершу такі діоди являли собою контакт металевого вістря (пружинки) з поверхнею напівпровідника (рис. 1.9). Пропусканням імпульсу сильного струму вістря приварювалося до напівпровідника.

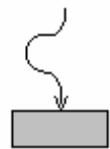


Рис. 1.9

Сучасні високочастотні діоди Шотткі виготовляють шляхом напилювання металевої плівки на поверхню кристала з арсеніду галію. Площа таких контактів для ВЧ-діодів становить лише кілька квадратних мікрометрів, а бар'єрна ємність є дуже малою. Але і величина струму, який може бути випрямлений таким контактом, також мала й не перевищує кількох міліамперів. Подібні діоди успішно працюють до частот порядку сотень гігагерців, тобто аж до субміліметрового діапазону та являють єдиний спосіб обробки таких сигналів.

### 1.2.4. Стабілітрони та стабістори

Для стабілізації напруг від кількох одиниць до кількох десятків вольтів використовуються спеціальні кремнієві площинні діоди, які називаються **стабіліtronами** (або опорними діодами). Для їх роботи використовують зворотну ділянку волт-ампереної характеристики (ВАХ) при напрузі, що відповідає напрузі пробою (рис. 1.10). На цій ділянці, починаючи з деякої напруги, позначеної як  $U_{\text{ст}}$ , спостерігається стрімке зростання зворотного струму. Особливість цієї ділянки ВАХ полягає в тому, що на ній диференціальний опір  $r_d = \frac{dU}{dI}$ , визначений як нахил характеристики до осі ординат, набагато менший від омічного опору  $R_0 = \frac{U}{I}$ , який можна зобразити як нахил січної "0b" до тієї ж осі. У стабіліtronах ця відмінність є величиною одного-двох порядків.

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

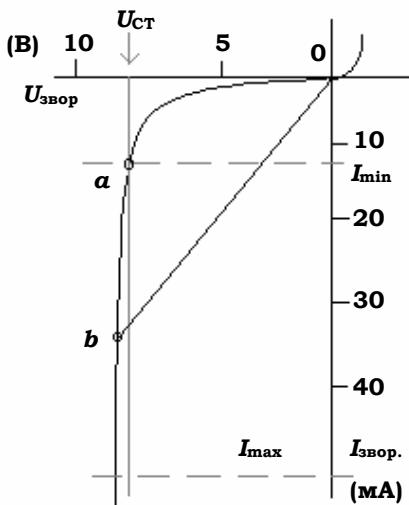


Рис. 1.10

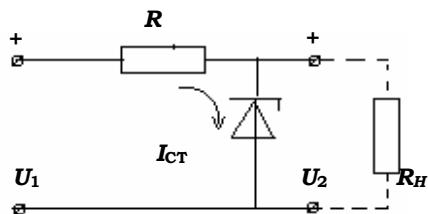


Рис. 1.11

Схему стабілізатора напруги зі стабілітромоном зображенено на рис. 1.11. Вона є подільником вхідної напруги  $U_1$ , яку вважатимемо складеною з постійної (режимної) напруги  $U_{10}$  і деякого невеликого приросту  $\Delta U_1$ . Відповідно й вихідну напругу та струм можна зобразити як суми подібних складових:  $U_2 = U_{20} + \Delta U_2$ ;  $I = I_0 + \Delta I$ .

Для постійної складової струму стабілітран є омічним опором  $R_0$ , отже відношення  $U_{20}$  до  $U_{10}$  можна записати як:

$$\frac{U_{20}}{U_{10}} = \frac{R_0}{R + R_0}.$$

Але для приросту струму стабілітран є диференціальним опором  $r_d = \frac{\Delta U_2}{\Delta I}$ , тоді відношення  $\Delta U_2$  до  $\Delta U_1$  буде дорівнювати

$$\frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} = \frac{r_d}{R + r_d}.$$

Запишемо співвідношення відносних приростів напруг на вході та виході:

$$\frac{\Delta U_1 / \Delta U_{10}}{\Delta U_2 / \Delta U_{20}} = \frac{R + r_d}{r_d} \frac{R_0}{R + R_0} = k_{CT}.$$

Це є коефіцієнтом стабілізації  $k_{CT}$ , який показує, наскільки відносні коливання напруги на виході менші, ніж на вході. Оскільки зазвичай  $r_d \ll R, R_0$ , то ця величина буває досить значною.

Робоча ділянка характеристики стабілітрана обмежена граничними струмами: від  $I_{min}$ , починаючи з якого хід характеристики стає прямолінійним, до  $I_{max}$ , вище якого перегрівання стабілітрана стає небезпечним. Від ширини цієї ділянки ВАХ залежать допустимі зміни  $U_1$ , у межах яких можлива успішна стабілізація вихідної напруги<sup>4</sup>.

Аналогічно працює й стабістор, який являє собою звичайний діод у режимі провідності, де також використано відмінність між диферен-

<sup>4</sup>Все це буде так, якщо стабілізатор не навантажений опором  $R_H$ . Якщо та-кий опір є, то його слід додати паралельно до  $r_d$  і до  $R_0$ .

## Основи радіоелектроніки

ціальним і омічним опорами діода, але вже для прямого струму (див. рис. 1.8). Ця відмінність особливо помітна для малих струмів. За допомогою стабістора вдається стабілізувати малі напруги порядку десятих часток вольта.

### 1.2.5. Варикап

Як було розглянуто раніше, при запірній полярності на межі  $p-n$ -переходу утворюється шар, збіднений носіями заряду, який має властивості діелектрика. Ємність, утворена цим шаром, називається **бар'єрною**.

Оскільки товщина збідненого шару залежить від прикладеної запірної напруги, виникає можливість керувати величиною бар'єрної ємності шляхом зміни величини цієї напруги. Зазначений ефект використовують у спеціальних напівпровідникових пристроях, так званих **варикапах**, для створення електрично керованих ємностей<sup>5</sup>.

Вольт-фарадну характеристику варикапа зображену на рис. 1.12. Загальна ємність варикапа може змінюватись у півтора-два рази при середньому значенні порядку одиниць, десятків або сотень пікофарад. Варикапи можуть використовуватися, наприклад, для електричного налаштовування коливних контурів у радіоприймальних пристроях.

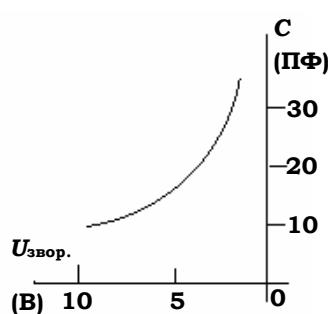


Рис. 1.12

### 1.2.6. Тунельний діод

Принцип дії тунельного діода ми не розглядалимо, оскільки для його розуміння потрібні спеціальні знання з квантової механіки та фізики твердого тіла. Обмежимось лише розглядом його вольт-амперної характеристики, яка має досить специфічний вигляд (рис. 1.13).

При зворотній полярності тунельний діод відкритий (ділянка  $a0$ ). При прямій полярності ділянка зростання струму  $Ob$  переходить у ділянку  $bc$ , де збільшення напруги супроводжується зменшенням струму. На цій ділянці диференціальна провідність тунельного діода (і його диференціальний опір) будуть від'ємними, хоча омічний опір залишається позитивним. Далі, починаючи з точки  $c$ , спостерігається нове

<sup>5</sup>Назва "варикап" походить від англ. *vary* (змінюється) і *capacity* (ємність).

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

зростання струму й на ділянці  $cd$  диференціальна провідність знову стає позитивною.

Існування режиму з від'ємним диференціальним опором є дуже цікавою властивістю тунельного діода, яка обумовлює можливість його використання для генерації високочастотних коливань. Варіантом тунельного діода є так званий обернений діод, у якому немонотонність ходу вольт-амперної характеристики при прямій полярності зведена до нуля (рис. 1.14). Його ВАХ нагадує вольт-амперну характеристику звичайного діода, але повернуту навколо початку координат на  $180^\circ$ . Відкритою полярністю для нього є зворотна, а закритою – пряма. Обернений діод може бути використаний для детектування сигналів. Як тунельний, так і обернений діоди застосовують у техніці надвисоких частот.

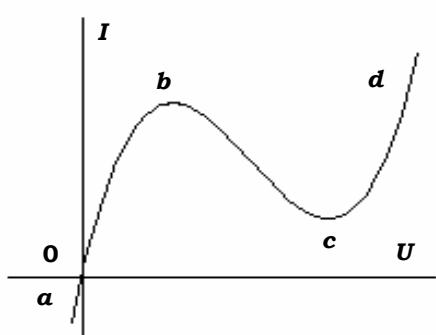


Рис. 1.13

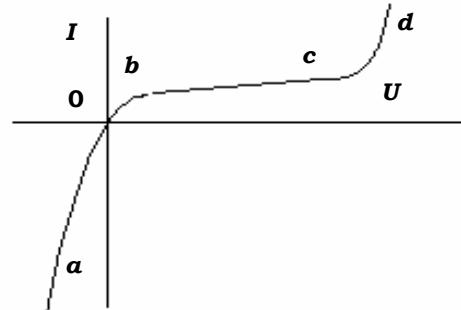


Рис. 1.14

### 1.2.7. Умовні зображення та позначення діодів

Наведемо умовні позначення різних типів діодів, які застосовують при зображеннях радіоелектронних схем (рис. 1.15), де  $a$  – діод випрямний, детекторний, змішувальний;  $b$  – стабілітрон;  $v$  – варікан;  $g$  – тунельний;  $d$  – обернений;  $e$  – діод Шотткі.

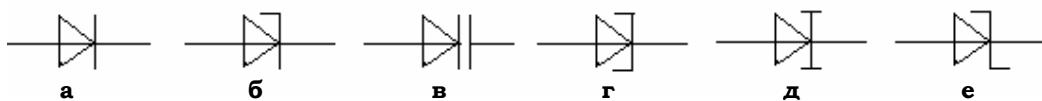


Рис. 1.15

## Основи радіоелектроніки

За існуючим стандартом номінація різних типів діодів складається з п'яти літер і цифр. *Перший елемент* (літера або цифра) характеризує матеріал, з якого виготовлений діод: Г (або 1) – германій, К (або 2) – кремній, А (або 3) – арсенід галію. *Другий елемент* (літера) характеризує клас діодів за їх призначенням: Д – випрямні, В – варикапи. А – надвисокочастотні, С – стабілітрони, И – тунельні, Ц – стовпні та блоки. *Третій елемент* (цифра) більш докладно характеризує прилад у своєму класі: наприклад, у класі Д (випрямні діоди) позначають як 1 – малопотужні, з  $I_{\text{пр. max}} \leq 0,3 \text{ A}$ ; як 2 – великої потужності зі струмами, більшими за  $0,3 \text{ A}$  аж до  $10 \text{ A}$  тощо. *Четвертий елемент* (две цифри) – номер розробки в даному підкласі. *П'ятий елемент* (літера) характеризує прилади даного типу за певним параметром, наприклад: КД205Д – кремнієвий випрямний діод на великі струми ( $I_{\text{пр. max}} = 0,8 \text{ A}$ ) з  $U_{\text{звор. max}} = 100 \text{ В}$ , а КД205Г з  $U_{\text{звор. max}} = 200 \text{ В}$ ; КС133А – стабіліtron кремнієвий з  $r_d = 65 \text{ Ом}$ , а КС133Б –  $r_d = 150 \text{ Ом}$  (хоча  $U_{\text{ст}}$  у них однакова й дорівнює  $3,3 \text{ В}$ ).

### 1.2.8. Тиристор

До класу напівпровідникових діодів можна віднести й такі прилади, як тиристори. **Тиристор** – це напівпровідниковий прилад, який зазвичай використовують як електричний ключ для перемикання електричних кіл. Він може працювати лише в одному з двох станів:

- або в закритому стані, коли струм, що крізь нього протікає, дуже малий, опір дуже великий, а напруга, яка ним витримується, досить висока;
- або у відкритому стані, коли через нього тече сильний струм, спад напруги малий, і тиристор являє собою малий опір.

За своєю конструкцією тиристор являє собою чотиришарову *pnpn*-структурку (рис. 1.16). До лівої області  $n_1$  приєднується негативний по-люс джерела напруги і цей кінець тиристора називається **катодом**, протилежний кінець – **анодом**.

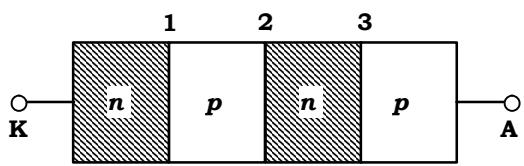
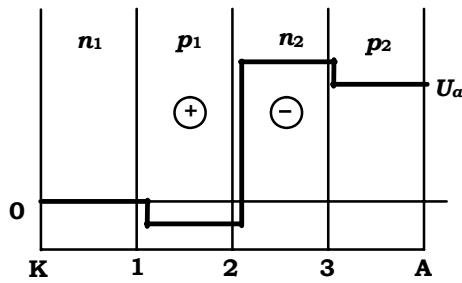


Рис. 1.16

При порівняно невеликій напрузі на аноді струм через тиристор є малим, а розподіл потенціалів уздовж тиристора такий, як це зображено на рис. 1.17. Основна різниця потенціалів спадає на переході 2, для якого прикладена полярність є запірною. Але й на переходах 1 і 3

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади



**Рис. 1.17**

існує певна невеличка різниця потенціалів – це звичайна контактна різниця потенціалів на  $p-n$ -переході, обумовлена дифузією електронів у  $p$ -область, а дірок – у  $n$ -область. Вона невелика, порядку вольта, але завдяки їй в областях  $p_1$  і  $n_2$  утворюються потенціальні ями для негативних і позитивних зарядів.

Зі збільшенням анодної напруги дещо збільшується й наскрізний струм через тиристор. Електрони, інжектовані з області  $n_1$ , дифундуєть через область  $p_1$  до переходу 2, втягаються в нього як неосновні носії та потрапляють в область  $n_2$ , яка являє собою для них потенціальну яму. Там вони накопичуються і своїм просторовим зарядом зменшують потенціал цієї області, знижуючи поріг на переході 3. Це спричиняє збільшення потоку дірок з області  $p_2$ . Вони дифундуєть через область  $n_2$ , втягаються переходом 2 і накопичуються в потенціальній ямі області  $p_1$ . Своїм об'ємним зарядом дірки підвищують потенціал цієї області, зменшують поріг на переході 1 і призводять до подальшого збільшення потоку електронів з області  $n_1$ .

Таким чином, потік електронів з області  $n_1$  призводить до збільшення потоку дірок з області  $p_2$ , і навпаки. Процес розвивається лавиноподібно, в областях  $p_1$  і  $n_2$  накопичується все більший об'ємний заряд основних носіїв. Область  $p_1$  стає позитивнішою, а область  $n_2$  – все негативнішою. Розвиток цього лавиноподібного процесу буде стримуватися лише тими втратами, які носії (електрони та дірки) за знають на своєму шляху через рекомбінацію. Але при досить великий анодній напрузі та густині наскрізного струму ці втрати будуть подолані, і лавиноподібний процес зможе розвиватися.

Це призведе до зменшення різниці потенціалів між  $p_1$  і  $n_2$ -областями, яка стає менш запірною. Наскрізний струм через тиристор все більш зростає, різниця потенціалів на переході 2 все зменшується, доки цей переход не відкриється повністю. У цьому режимі струм через тиристор буде обмежуватися лише опором навантаження, увімкненим у його коло. Ці зміни режимів можна відстежити на вольт-амперній характеристиці тиристора (рис. 1.18).

## Основи радіоелектроніки

До початку лавиноподібного процесу відкривання ВАХ тиристора не відрізняється від ВАХ закритого  $p-n$ -переходу (лінія  $oab$ ). При

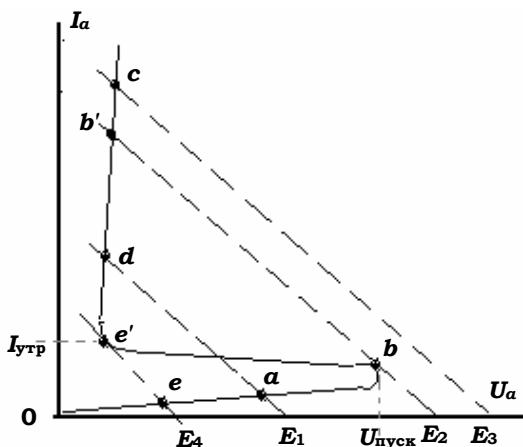


Рис. 1.18

розташована на відкритій гілці ВАХ і подібна до відкритої гілки  $pn$ -діода. При цьому струм набагато зростає, а спадна напруга на тиристорі становить лише частки вольта. При збільшенні або зменшенні напруги  $E$  робоча точка "ходить" по цій гілці, але якщо напруга живлення зменшиться до  $E_4$ , то струм тиристора стає вже недостатнім для підтримання його у відкритому стані, і робоча точка повертається з положення  $e'$  в точку  $e$  на закритій гілці, так що тиристор закривається. Струм  $I_{утр}$ , що відповідає точці  $e'$ , називається **струмом утримання** (тиристора у відкритому стані). Ділянка ВАХ між точками  $e'$  та  $b$  є нестійкою і при роботі тиристора не реалізується.

Таким чином, тиристор являє собою двополюсник з властивостями ключа, який відкривається по досягненні анодною напругою певної величини, більшої від  $U_{пуск}$ , і закривається лише після зняття анодної напруги. Подібний тиристор називається **диністором**. На схемах його зображують, як це показано на рис. 1.19, а.

Відкривання тиристора можна спровокувати, зробивши вивід з одної з баз та інжектуючи в неї відповідні основні носії (наприклад, дірки в області  $p_1$  або електрони в області  $n_2$ ). Це призведе до збільшення об'ємного заряду в цій області, зменшенню глибини потенціальної ями, збільшенню струму через тиристор і полегшенню встановлення в ньому режиму лавиноподібного відкривання.

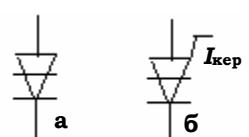


Рис. 1.19

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

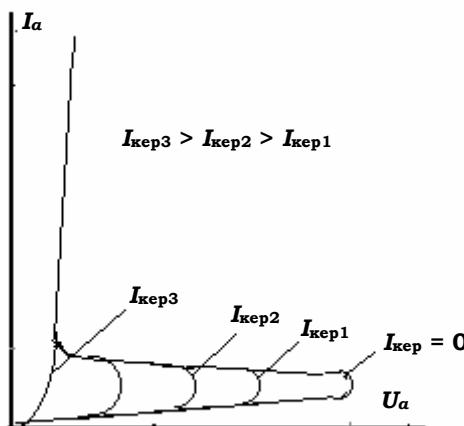


Рис. 1.20

Отже, пускова напруга  $U_{\text{пуск}}$ , при якій тиристор відкривається, буде зменшуватися зі збільшенням керуючого пускового струму  $I_{\text{кер}}$ , аж до зникнення всієї ділянки ВАХ  $oab$ , і при струмах керуючого електроду, рівному або більшому за  $I_{\text{кер}3}$ , тиристор одразу буде виходити на "діодну" частину ВАХ (рис. 1.20). Такий керований тиристор, що має три виводи, називають **триністором**, а його умовне зображення на схемах представлено на рис. 1.19, б.

### КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Що називають напівпровідниковим діодом?
2. Яка властивість  $p-n$ -переходу використовується для побудови випрямних діодів?
3. Чим відрізняються низькочастотні випрямні діоди від високочастотних?
4. Перелічіть основні параметри, якими характеризуються випрямні діоди. Порівняйте за цими параметрами германієві та кремнієві випрямні діоди.
5. Яке фізичне явище лежить в основі роботи стабілітрана?
6. Що розуміється під терміном "стабілізація напруги"?
7. За рахунок яких особливостей волт-амперної характеристики стабілітрана відбувається стабілізація напруги у схемі, зображеній на рис. 1.11 ?
8. Як впливає на коефіцієнт стабілізації величина навантажувального опору  $R_H$ , зображеного на рис. 1.11 пунктиром?
9. Чим визначаються межі області робочих струмів стабілітрана?
10. Чим відрізняється стабістер від стабілітрана?
11. Яке фізичне явище лежить в основі роботи варикапа?
12. Як залежить величина емності варикапа від величини та полярності прикладеної напруги?
13. Чи впливають неосновні носії на роботу варикапа?

## Основи радіоелектроніки

---

14. Які основні особливості вольт-амперної характеристики тунельного діода?
15. У якій області частот застосовують тунельні та обернені діоди? З якою метою?
16. Розшифруйте позначення діодів: КД203Ж, 2ВІ03А, ГІЗ07А, 2С433А, ЗА703Б, КС211Д, АД110А, 2Д217Б. Нарисуйте їх умовні зображення.
17. До яких частот успішно працюватиме випрямний діод, якщо час життя дірок у його базі порядку 10 мкс?
18. Що таке тиристор і чим він відрізняється від  $p-n$ -діода?
19. Що треба зробити, щоб закрити тиристор (тобто припинити проходження струму)?
20. Чим відрізняється діністор від триністора?

## ЗАДАЧІ

1. За рис. 1.8 визначте омічний опір кремнієвого випрямного діода при  $U_{\text{пр}} = 1,0$  В.
2. Чому дорівнюватиме омічний і диференціальний опір ідеального діода при  $U = 0,1$  В? Зворотний струм діода  $I_0 = 10$  мкА, температура 350 К.
3. Яким буде граничний прямий допустимий струм для германієвого діода, вольт-амперну характеристику якого зображено на рис. 1.8, якщо він здатний розсіяти потужність у 0,1 Вт?
4. Якими будуть омічний і диференціальний опори стабілітрана, вольт-амперну характеристику якого зображено на рис. 1.10, у робочій точці "б"?
5. Визначте крутість вольт-фарадної характеристики варикапа  $\frac{dC}{dU}$ , зображеній на рис. 1.12, в околі точки  $U = 5$  В?
6. Для стабілізатора, зображеного на рис. 1.11, знайдіть значення опору  $R$  і коефіцієнта стабілізації при  $U_1 = 18$  В та  $U_2 = 10$  В. Параметри стабілітрана:  $U_{\text{CT}} = 10$  В,  $I_{\min} = 3$  мА,  $I_{\max} = 23$  мА,  $r_{\text{dif}} = 15$  Ом.
7. Знайдіть межу стабілізації за входною напругою для схеми, розрахованої в завданні 6? Як вона зміниться, якщо стабілізатор навантажити опором  $R_H = 1$  кОм?

### 1.3. БІПОЛЯРНИЙ ТРАНЗИСТОР (ПРИНЦІП ДІЇ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ)

#### 1.3.1. Принцип дії біполярного транзистора

При запірній полярності струм  $p-n$ -переходу  $I_0$  визначається неосновними носіями, наявними в напівпровіднику праворуч і ліворуч

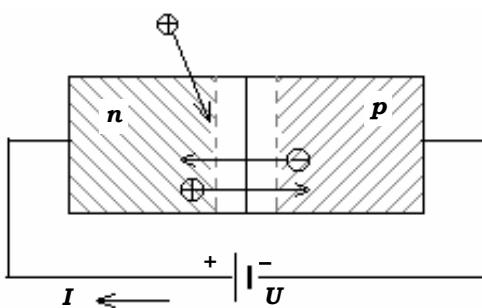


Рис. 1.21

від переходу. Якби можна було змінювати концентрацію цих неосновних носіїв, ми одержали б засіб керування величиною струму через запертий переход. Наприклад, вводячи ззовні дірки в електронну область  $n$  (рис. 1.21) можна було б збільшувати струм через закритий переход. При цьому, у міру зростання

кількості інжектованих дірок, струм насичення ставав би все більшим і більшим (рис. 1.22). Таку інжекцію можна реалізувати в системі, зображеній на рис. 1.23, її називають **біполярним транзистором**.

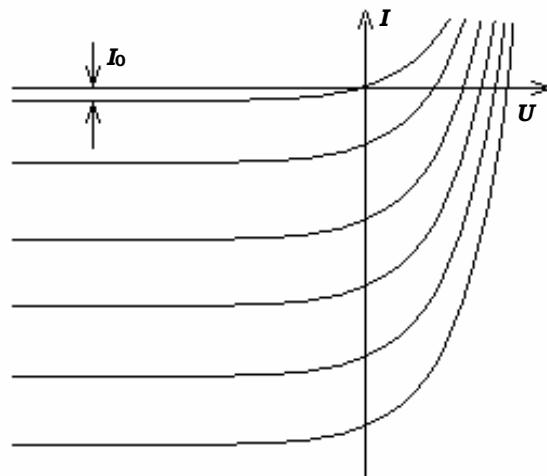


Рис. 1.22

## Основи радіоелектроніки

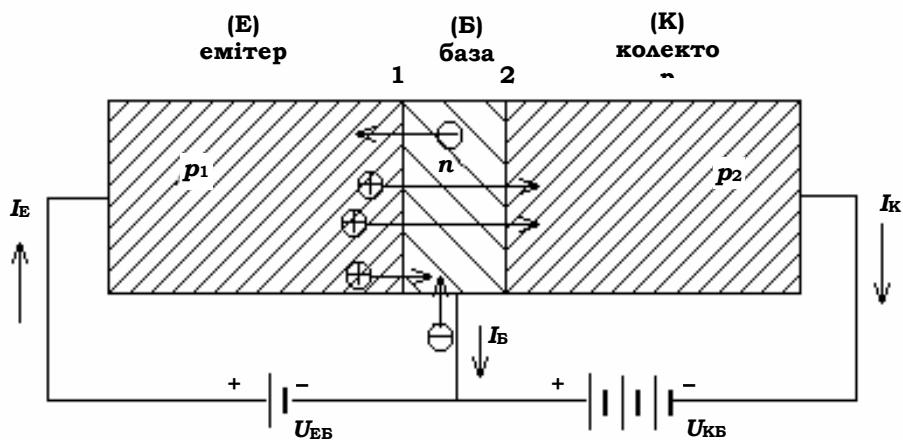


Рис. 1.23

Як бачимо, транзистор складається з двох  $p - n$ -переходів, причому на кінцях розташовані  $p$ -області, а в середині –  $n$ -область. Полярність джерел живлення є такою, щоб лівий (1) перехід був відкритий, а правий (2) – закритий. Вважатимемо, що діркові області леговані досить сильно, значно сильніше за електронну, так що остання є **базою** щодо області  $p_1$ , яку надалі називатимемо **емітером**. Область  $p_2$  називають **колектором**.

Дірки, що інжектуються з емітера в базу, будуть неосновними носіями й іх концентрація залежатиме від величини емітерного струму  $I_E$ . Тим самим реалізується бажаний спосіб керування концентрацією неосновних носіїв у базі. Дірки, що потрапили в базу, дифундуватимуть у напрямку до правого, базово-колекторного переходу та, досягнувши його, екстрагують у колектор, утворюючи колекторний струм  $I_K$ .

Колекторний струм складається з двох компонент:

- некерованого струму  $I_{KB0}$ , що завжди притаманний закритому  $p - n$ -переходу й існує за відсутності емітерного струму;
- керованої компоненти колекторного струму, яка пропорційна струму емітера, отже

$$I_K = I_{KB0} + \alpha I_E . \quad (1.5)$$

Оскільки потік дірок, що екстрагуються з бази, не може перевищувати потік інжектованих до неї дірок, то коефіцієнт  $\alpha$  буде завжди меншим від одиниці, хоча може й наблизятися до неї. Ясна річ, що для ефективного керування колекторним струмом бажано, щоб кое-

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

фіцієнт  $\alpha$  був за величиною якомога більшим. Для цього необхідним є виконання двох умов:

1) під час руху через базу дірка може зустрітися з вільним електроном і прорекомбінувати з ним. Для зменшення втрати дірок на шляху до колектора потрібно, щоб середній час їх дифузії через базу був значно меншим від середнього часу їх рекомбінації. Досягти цього можна зменшенням товщини бази та зниженням у ній концентрації основних носіїв (електронів). У сучасних транзисторах товщина бази становить частки мікрона, а легування створює в ній електронну провідність, яка лише ненабагато перевищує її власну. Унаслідок чого, лише мала частка дірок, які дифундує крізь базу, знаходить на своєму шляху рекомбінації. Відповідно малим буде й базовий струм  $I_B$ , оскільки він створюється електронами, які надходять у базу на заміну тих, що прорекомбінували з дірками. Цілком очевидно, що струм бази є таким:

$$I_B = I_E - I_K; \quad (1.6)$$

2) струм через емітерний перехід має складатися переважно з дірок, які йдуть з емітера, а не з електронів, що йдуть з бази. Дійсно, електронна компонента емітерного струму не бере участь у створенні колекторного струму, а лише зменшує величину  $\alpha$ . Зменшити відносний внесок електронної компоненти в емітерний струм можна збільшенням легування емітера та зниженням ступеня легування бази.

Виконавши обидві вимоги, тобто зробивши базу тонкою та слабколегованою, а емітер сильнолегованим, можна досягти значень  $\alpha$ , близьких до одиниці. У більшості сучасних транзисторів значення  $\alpha$  лежать у межах від 0,9 до 0,995.

Описаний транзистор називається **біполярним**, оскільки в проходженні струму беруть участь області з двома типами провідності. Умовне позначення біполярного  $p-n-p$ -транзистора зображено на рис. 1.24.

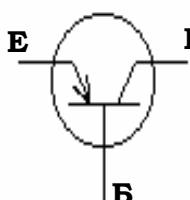


Рис. 1.24

### 1.3.2. Характеристики транзистора, увімкненого за схемою зі спільною базою

Основні й найважливіші для практики співвідношення струмів і напруг у транзисторі описуються сім'єю характеристик – вхідних і вихідних. Розглянемо характеристики транзистора, увімкненого за схемою (рис. 1.23), коли напруги на колекторі та емітері відраховуються від бази, потенціал якої вважається рівним нулю. Таке ввімк-

## Основи радіоелектроніки

нення називають **увімкненням зі спільною базою** й скорочено позна- чають абревіатурою СБ.

Сім'я вихідних характеристик зображає залежність колекторного струму  $I_K$  від колекторної напруги  $U_{KB}$  для ряду значень емітерного струму  $I_E$  (рис. 1.25). За виглядом і змістом ця сім'я подібна до зображеній на рис. 1.22. Різниця лише в тому, що відповідно до загальноприйнятих правил ці криві побудовані не в третьому, а в першому квадранті, і під величинами  $I_K$  та  $U_{KB}$  розуміють їх абсолютні значення.

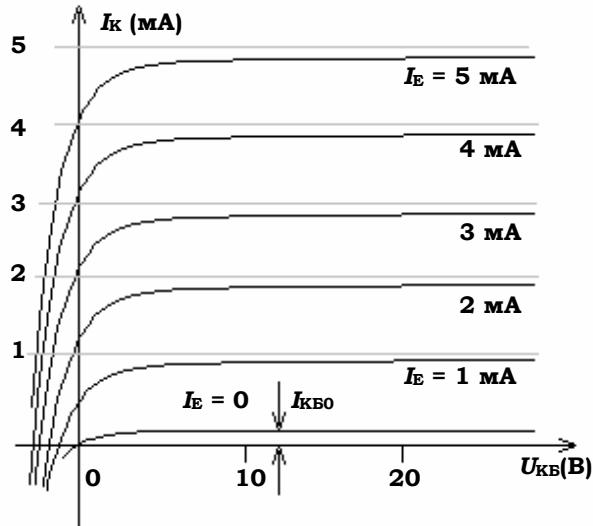


Рис. 1.25

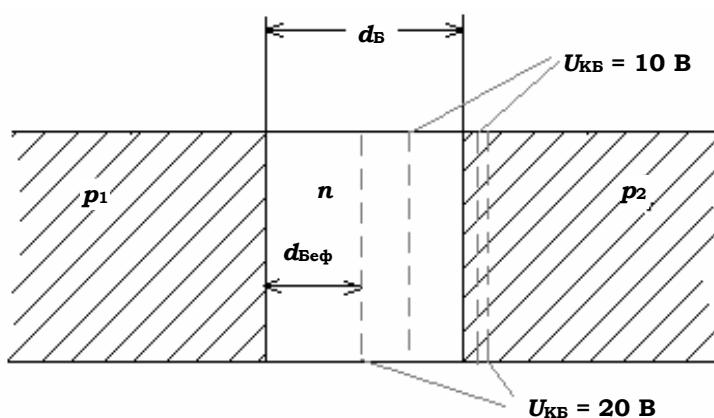


Рис. 1.26

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

За відсутності емітерного струму через колекторний переход тече малий струм  $I_{KB0}$ , який не залежить від напруги  $U_{KB}$  і відповідає струму  $I_0$  на рис. 1.22 або рис. 1.5. За наявності емітерного струму струм колектора майже дорівнює йому, залишаючись, однак, завжди трохи меншим від  $I_E$ . На перший погляд здається, ніби характеристики йдуть горизонтально, насправді ж, зі збільшенням колекторної напруги, вони мають слабкий приріст. Справа в тому, що зі збільшенням колекторної напруги товстішає збіднений шар на колекторному переході. Це потовщення відбувається в основному в бік слабіше легованої бази, так що ефективна товщина бази – від емітерного переходу до краю збідненого шару – дещо зменшується (рис. 1.26). Це явище називають **модуляцією товщини бази** або **ефектом Ерлі**. У результаті цього ефекту дірки, які дифузійно рухаються в бік колектора, досягають його за менший час і частка дірок, що зазнали рекомбінації, зменшується. Наслідком є деяке зменшення базового струму та відповідне збільшення струму колектора.

Через виниклу залежність  $I_K(U_{KB})$  диференціальний опір переходу  $\frac{\partial U_{KB}}{\partial I_K}$  у робочій області колекторних струмів виходить хоча й великим (порядку  $10^5\text{--}10^6 \Omega$ ), проте скінченим. Омічний опір  $\frac{U_{KB}}{I_B}$  менший від диференціального – для характеристик, зображенних на рис. 1.25 омічний опір становить кілька кілоомів.

Вхідна характеристика для  $U_{KB} = 0$  (рис. 1.27) зображає вольтамперну характеристику відкритого  $p-n$ -переходу. Починається вона не з нульового значення  $U_{EB}$ , а з деякої початкової напруги  $U_{EB}^*$ , яка дорівнює 0,1–0,2 В для германієвих транзисторів і 0,5–0,7 В для кремнієвих. Далі емітерний струм зростає майже експоненціально.

Вхідні характеристики для  $U_{KB} > 0$  розташовані лівіше від нульової. Причиною тому є знову ж таки модуляція товщини бази. Дійсно, зі зростанням колекторної напруги та скороченням ефективної товщини бази, збільшується граді-

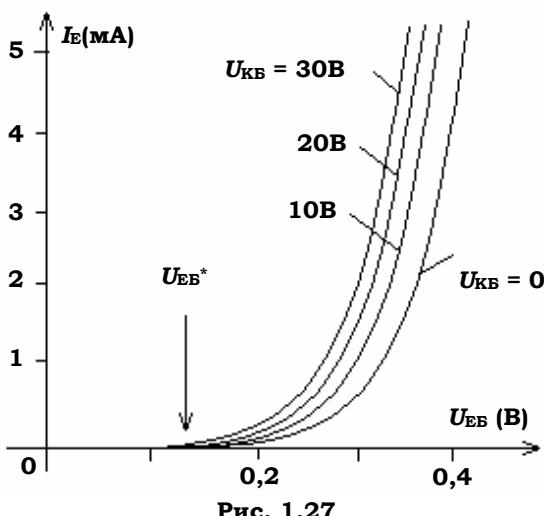


Рис. 1.27

## Основи радіоелектроніки

ент концентрації неосновних носіїв у базі, що спричиняє більш інтенсивне "витягування" їх на колектор. Зі зростанням  $U_{KB}$  вхідні характеристики густішають, наближуючись до характеристики з великими  $U_{KB}$ . Ось чому в довідниках наводять зазвичай дві криві: одну для  $U_{KB} = 0$ , а другу – граничну – для великих значень колекторної напруги; усі інші характеристики лежать між ними. Вхідний опір транзистора, увімкненого за схемою СБ – це диференціальний опір відкритого  $p-n$ -переходу. Вхідний опір визначається формулою (1.4) і за порядком величини знаходиться в межах одиниць або десятків омів.

### 1.3.3. Підсилення сигналів за допомогою транзистора

Сам транзистор, увімкнений за схемою СБ, не є підсилювачем, а лише повторювачем струму: приrostи струму в колекторному колі не можуть перевищувати відповідних приrostів струму в колі емітера:  $\Delta I_K = \alpha \Delta I_E$ , де  $\alpha < 1$ . Але транзистор здатний бути підсилювачем напру-

ги та потужності. Для цього його потрібно навантажити, тобто ввімкнути в його вихідне коло навантажувальний опір  $R_H$  (рис. 1.28). Оскільки диференціальний і омічний опори колекторного переходу зазвичай досить великі, то й навантажувальний опір також може бути значним. Приріст вихідної напруги на ньому виявляється рівним  $\Delta U_{\text{вих}} = \Delta I_K R_H$ .

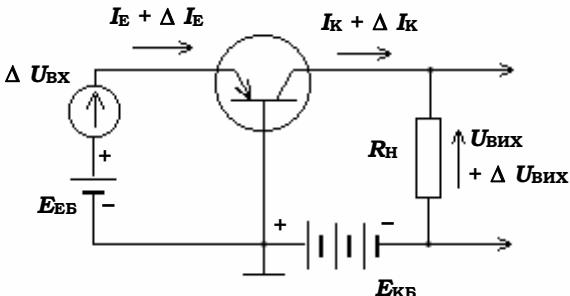


Рис. 1.28

У свою чергу, приріст емітерного струму можна записати так:

$$\Delta I_E = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}}},$$

де  $\Delta U_{\text{вх}}$  – приріст вхідної (емітерної) напруги,  $R_{\text{вх}}$  – диференціальний вхідний опір транзистора. Відношення  $\Delta U_{\text{вих}}$  до  $\Delta U_{\text{вх}}$  є коефіцієнтом підсилення напруги й дорівнює

$$k_U = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = \frac{\Delta I_K R_H}{\Delta I_E R_{\text{вх}}} = \alpha \frac{R_H}{R_{\text{вх}}} \approx \frac{R_H}{R_{\text{вх}}}. \quad (1.7)$$

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

Припустимо, що  $R_H = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_{bx} = 20 \text{ Ом}$ , тоді коефіцієнт підсилення дорівнюватиме 100. Таким буде й коефіцієнт підсилення за потужністю, оскільки  $\Delta I_K \approx \Delta I_E$ .

### 1.3.4. n-p-n-транзистор

Так само, як і розглянутий вище p-n-p-транзистор, може працювати й біполярний n-p-n-транзистор, схематично зображеній на рис. 1.29, а, де емітером і колектором є n-області, а базою – p-область. Полярність джерел живлення, напруги та струмів відповідно змінюються на протилежні. Усі фізичні процеси, характеристики та параметри в p-n-p- і n-p-n-транзисторах між собою подібні.

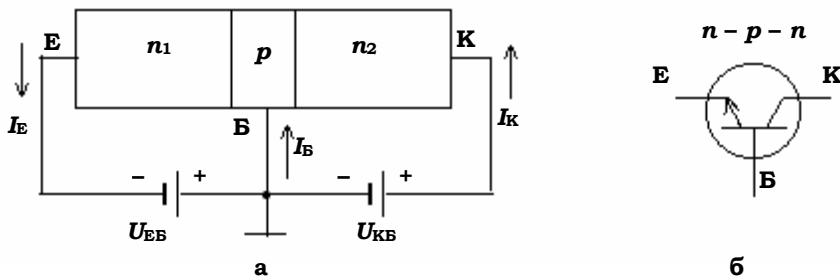


Рис. 1.29

Істотною перевагою n-p-n-транзисторів є їх менша інерційність порівняно з p-n-p-транзисторами, оскільки за інших умов коефіцієнт дифузії електронів є більшим, аніж у дірок, і вони швидше дифундують крізь базу. Промисловість випускає як p-n-p-, так і n-p-n-транзистори, хоча останнім часом виявилась тенденція на користь n-p-n-транзисторів. Тому надалі розглядатимемо роботу радіоелектронних схем тільки на n-p-n-транзисторах. Однак усі наші міркування будуть цілком справедливими й для схем на p-n-p-транзисторах. Умовне позначення n-p-n-транзистора дано на рис. 1.29, б.

Слід зауважити, що деякі типи транзисторів виготовляють у вигляді **комплементарних пар**, які складаються з n-p-n- та p-n-p-транзисторів, що мають однакові режими, характеристики та параметри. Такі пари використовують у деяких спеціальних радіоелектронних схемах.

### 1.3.5. Увімкнення транзистора за схемою зі спільним емітером

Вище ми розглянули увімкнення транзистора за схемою зі спільною базою. Іншим способом увімкнення транзистора, який більш часто використовують у практиці, є ввімкнення за схемою зі спільним емітером (СЕ), коли емітер вважають заземленним і потенціали на базі та колекторі відраховуються від нього (рис. 1.30).

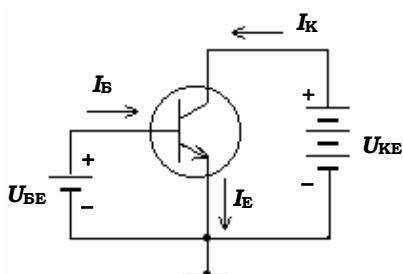


Рис. 1.30

При такому ввімкненні входом транзистора стає база, а вхідними струмом і напругою – відповідно  $I_B$  та  $U_{BE}$ . Застосувавши вираз (1.5) і нехтуючи в ньому поки що некерованою компонентою колекторного струму  $I_{KBO}$ , можна знайти зв'язок між  $I_K$  та  $I_B$ . Дійсно, змінивши в (1.6)  $I_E$  на близьке до нього за величиною значення  $I_K$ , дістанемо

$$\frac{I_K}{\alpha} = I_K + I_B .$$

Виразимо тепер у явному вигляді колекторний струм через базовий

$$I_K = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_B = \beta I_B , \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \gg 1 . \quad (1.8)$$

Коефіцієнт  $\beta$ , який пов'язує ці струми, може набувати дуже високих значень, оскільки  $\alpha$  близьке до одиниці. Наприклад, при  $\alpha = 0,98$  маємо  $\beta = 50$ . Таким чином, транзистор, увімкнений за схемою СЕ, є підсилювачем струму, що надає цій схемі значні переваги порівняно зі схемою СБ.

Хоча фізичні процеси в самому транзисторі від способу його ввімкнення не змінюються, однак вигляд вхідних і вихідних характеристик для транзистора, що працює в режимі схеми СЕ, істотно відрізняється від характеристик при роботі в режимі схеми СБ. Типовий вигляд вихідних характеристик для випадку ввімкнення за схемою зі спільним емітером показано на рис. 1.31.

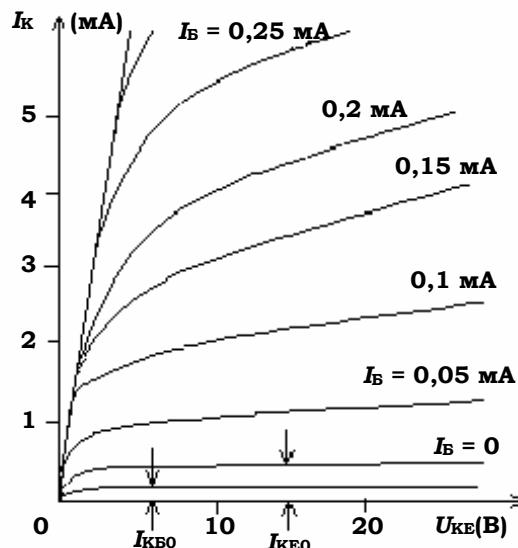


Рис. 1.31

Основні відмінності цих характеристик від вихідних характеристик схеми зі спільною базою такі:

а) керований колекторний струм  $I_K$  значно більший за керуючий базовий струм  $I_B$ ;

б) при малих значеннях  $U_{KE}$  всі характеристики об'єднуються їх струм колектора стає незалежним від струму та напруги бази (втрачається її керуюча дія). Це відбувається в режимах, коли напруга на колекторі стає меншою від напруги на базі. Тоді колекторний перехід відкривається їх нормальна робота транзистора стає неможливою. Подібний режим роботи називають **режимом насищення**;

в) у робочій частині колекторних струмів вихідні характеристики мають помітний нахил, який зростає зі збільшенням  $I_B$ . Це означає, що диференціальний вихідний опір  $R_{вих} = \frac{\partial U_{KE}}{\partial I_K}$  не дуже великий і має тенденцію до зниження зі збільшенням  $I_B$ . Зазвичай  $R_{вих}$  для транзисторів, увімкнених за схемою зі спільним емітером, становить  $10^3\text{--}10^4$  Ом;

г) при  $I_B = 0$  транзистор цілком не закривається, і колекторний струм залишається досить великим, хоча відповідно до формули (1.8) він мав би стати рівним нулю. Зрозуміти це допоможе рис. 1.32.

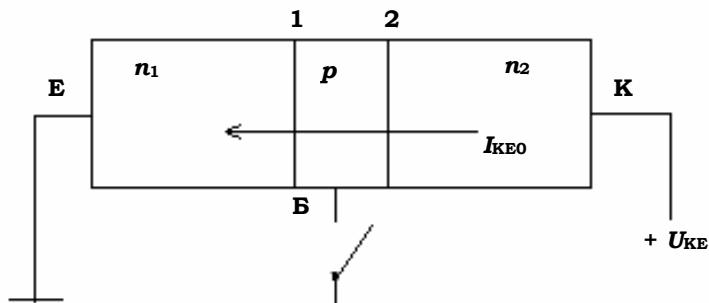


Рис. 1.32

За відсутності базового струму, коли базу можна вважати вимкненою, колекторна напруга  $U_{KE}$  розподіляється між переходами 1 і 2 пропорційно їх опорам. При цьому, полярність на базово-емітерному переході 1 є такою, що цей переход стає відкритим. Інжекція неосновних носіїв у базу спричиняє появу струму через закритий базово-колекторний переход 2, і через транзистор тече наскрізний струм  $I_K = I_E = I_{KE0}$ . Якщо підставити замість  $I_K$  вираз (1.5) і прийняти до уваги, що в даному випадку  $I_{KB0}$  дорівнює саме  $I_E$ , дістанемо

$$I_{KE0} = \frac{I_{KB0}}{1 - \alpha} \approx I_{KB0}\beta. \quad (1.9)$$

Оскільки, зазвичай  $\beta \gg 1$ , то вихідний струм при вимкненій базі ( $I_B = 0$ ) у схемі СЕ виявляється значно більшим за вихідний струм у схемі СБ при закритому (чи вимкненому) емітері. Для того, щоб дійсно закрити  $n-p-n$ -транзистор, потрібно подати на його базу від'ємну напругу порядку вольта, яка закрила б емітерно-базовий переход. Тоді струм колектора стане рівним  $I_{KB0}$ . Таким самим, але з протилежним знаком, буде й струм бази.

Вхідні характеристики зображені на рис. 1.33. Так само, як і подібні їм характеристики, зображені на рис. 1.26, вони починаються при відмінній від нуля напрузі  $U_{BE}^*$ , яка становить 0,1–0,2 В для германієвих і 0,5–0,7 В для кремнієвих транзисторів. У міру того, як зростає колекторна напруга, струм бази, унаслідок ефекту модуляції її товщини, зменшується і вхідні характеристики зсуваються праворуч. Причина досить ясна – при меншій ефективній товщині бази зменшується кількість активів рекомбінації неосновних носіїв і отже, зменшується базовий струм.

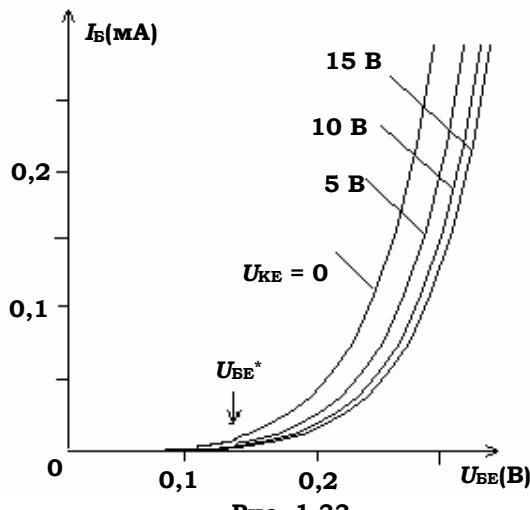


Рис. 1.33

Зазвичай у довідниках наводять лише дві вхідні характеристики: одна для  $U_{KE} = 0$ , друга – для досить великого значення  $U_{KE}$ ; ця характеристика є граничною для всієї сім'ї. Диференціальний вхідний опір транзисторів, увімкнених за схемою СЕ, має порядок  $10^2\text{--}10^3$  Ом.

Окрім вхідних і вихідних характеристик для аналізу роботи та розрахунку радіоелектронних схем часто буває корисною прохідна (передавальна) характеристика, яку можна визначити як залежність колекторного струму від вхідної напруги  $I_K = f(U_{BE})$  при заданій колекторній напрузі  $U_{KE} = \text{const}$  (рис. 1.34).

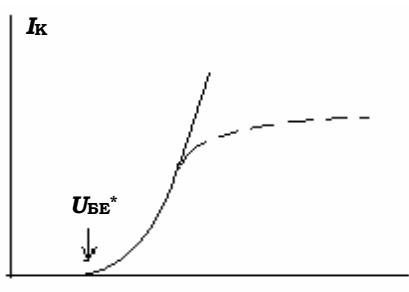


Рис. 1.34

На вигляд прохідна характеристика подібна до вхідної: вона починається при напрузі  $U_{BE}^*$  і далі зростає майже експоненціально. Якщо напруга  $U_{KE}$  не дуже велика, зростаюча ділянка прохідної характеристики може змінитися горизонтальною (пунктир), що відповідає режиму насищення транзистора.

Похідну  $S = \frac{\partial I_K}{\partial U_{BE}}$  називають **крутістю транзистора**, вона показує ефективність керуючої дії вхідної напруги  $U_{BE}$ .

### 1.3.6. Вплив температури на характеристики транзистора

Зворотний струм через закритий  $p-n$ -перехід дуже сильно залежить від температури й подвоюється через кожні  $5-10$  °C. Наслідком цього є те, що малий (при кімнатній температурі) член  $I_{KBO}$  у формулі (1.5) при високих температурах може стати сумірним з керованною компонентою  $\alpha I_E$ , і вся сім'я вихідних характеристик зміститься вгору. До такого ж зсуву може привести й зростання  $\alpha$  з підвищенням температури.

Для транзистора, увімкненого за схемою СЕ, ці ефекти будуть виражені ще сильніше, оскільки роль некерованого струму тут відіграє величина  $I_{KE0}$ , яка в  $\beta$  разів більша за  $I_{KBO}$ :

$$I_K = I_{KE0} + \beta I_B. \quad (1.10)$$

Підвищення температури на кілька десятків градусів може істотно змінити вигляд сім'ї вихідних характеристик транзистора (рис. 1.35).

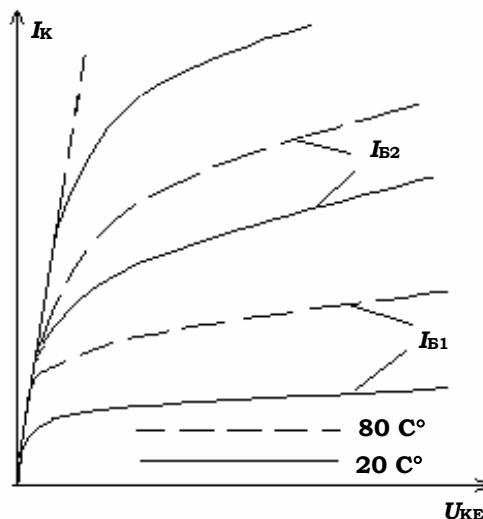


Рис. 1.35

Зі зростанням температури змінюється також і  $U_{BE}^*$ , тому вхідні характеристики зсуваються трохи праворуч. Зсуви вхідних і вихідних характеристик викликають істотні зміни режимів роботи напівпровідникових приладів у радіоелектронних схемах. Це обмежує можливість застосування транзисторів за умови, коли температура навколошнього середовища може зазнавати значних змін.

## **Розділ 1. Напівпровідникові прилади**

---

---

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Як у біполярному транзисторі вдається керувати величиною струму колектора?
2. Яким має бути в  $p-n-p$ -транзисторі знак потенціалу бази відносно емітера?
3. Як відбувається ступінь легування емітера та бази на величині коефіцієнта  $\alpha$ ?
4. З яких міркувань бажано робити товщину бази якомога тоншою?
5. Чому вихідні характеристики біполярного транзистора, увімкненого за схемою СБ, мають невеликий позитивний нахил?
6. У чому полягає ефект Ерлі (ефект модуляції товщини бази)? Як він впливає на хід вихідних характеристик для транзистора, увімкненого за схемою СЕ?
7. Чому вихідні характеристики транзистора, увімкненого за схемою СБ, з підвищеннем потенціалу колектора зсувуються ліворуч, а ввімкненого за схемою СЕ – праворуч?
8. Чому в довідниках для транзистора, увімкненого за схемою СЕ, наводять лише дві вихідні характеристики – одна для  $U_{KE} = 0$ , друга – для великих значень  $U_{KE}$ ?
9. Зобразіть вихідні характеристики транзистора, увімкненого за схемою СБ – германієвого та кремнієвого. Які з них лежатимуть правіше?
10. Коефіцієнт підсилення за напругою для схеми, зображеної на рис. 1.28, зростає зі збільшенням  $R_H$ . До якої величини доцільно збільшувати опір  $R_H$ ?
11. Чи має якісь переваги  $n-p-n$ -транзистор порівняно з  $p-n-p$ -транзистором?
12. Що таке комплементарна пара транзисторів?
13. Чому в режимі насиження транзистора, увімкненого за схемою СЕ, колекторний струм стає незалежним від струму бази?
14. Чому в транзисторі, увімкненому за схемою СЕ, при  $I_B = 0$  колекторний струм залишається значно більшим  $I_{KBO}$  – зворотного струму колекторного переходу?
15. Яку напругу  $U_{BE}$  треба прикласти, щоб струм колектора у схемі СБ став рівним  $I_{KBO}$ ?
16. Що таке прохідна характеристика транзистора, увімкненого за схемою СЕ? Яка величина є параметром цих характеристик?
17. Які зміни відбуваються в сім'ї вихідних характеристик з підвищеннем температури транзистора?
18. Чому при ввімкненні транзистора за схемою СЕ вплив температури сильніший, ніж при його ввімкненні за схемою СБ?

1. За рис. 1.26 оцінити величину диференціального та омічного вхідних опорів транзистора в робочій точці  $U_{\text{ЕБ}} = 0,3 \text{ В}$  і  $U_{\text{КБ}} = 10 \text{ В}$ .
2. Для транзистора, увімкненого за схемою СЕ, складіть схему для підсилення сигналів (подібну до зображененої на рис. 1.28). Вхідний опір транзистора  $500 \text{ Ом}$ ;  $\beta = 40$ , навантажувальний опір  $R_{\text{H}} = 2 \text{ кОм}$ . Визначте коефіцієнт підсилення за напругою.
3. У схемі, зображеній на рис. 1.28, напруга джерела живлення в колі колектора  $E_{\text{КБ}} = 16 \text{ В}$ . Постійна складова струму колектора  $5 \text{ мА}$ ,  $R_{\text{H}} = 2 \text{ кОм}$ . Якою буде постійна напруга  $U_{\text{КБ}}$ , прикладена безпосередньо між колектором і базою транзистора?
4. За характеристиками, зображеними на рис. 1.31, визначте вихідний опір транзистора в робочій точці  $U_{\text{КЕ}} = 15 \text{ В}$ ;  $I_{\text{B}} = 15 \text{ мА}$ . Визначте в цій самій точці величину  $\beta$ .
5. На підставі характеристик, зображених на рис. 1.31 і 1.32, побудуйте прохідну характеристику для  $U_{\text{КЕ}} = 15 \text{ В}$ . Визначте її крутість при  $U_{\text{ЕЕ}} = 0,22 \text{ В}$ .
6. Величина зворотного струму колекторного переходу транзистора подвоюється кожні  $10 \text{ }^{\circ}\text{C}$ . На скільки зсунуться вгору характеристики, зображені на рис. 1.31, якщо температура транзистора зросте на  $40 \text{ }^{\circ}\text{C}$ ?

#### **1.4. ПАРАМЕТРИ ТА ЕКВІВАЛЕНТНІ СХЕМИ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ**

При ввімкненні транзистора у схему підсилювача (рис. 1.28) його вхідна напруга  $U_{\text{ЕБ}}$  складається з постійної напруги  $U_{\text{ЕБ}0}$ , яка визначає режим роботи транзистора, і змінної напруги  $v_{\text{ЕБ}}$ , яка є сигналом, що підлягає підсиленню:

$$U_{\text{ЕБ}} = U_{\text{ЕБ}0} + v_{\text{ЕБ}}(t)^6.$$

---

<sup>6</sup> Тут і далі великими літерами позначатимемо постійні компоненти струмів і напруг, а їх змінні компоненти – малими літерами.

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

Аналогічний вигляд матимуть і всі інші струми та напруги:

$$I_E = I_{E0} + i_E(t); \quad I_K = I_{K0} + i_K(t); \quad U_{KB} = U_{KB0} + v_{KB}.$$

Зазвичай підсилювані сигнали невеликі, тому можна вважати, що змінні складові струмів і напруг значно менші відповідних постійних складових:

$$|v_{EB}| \ll U_{EB0}, \quad |i_K| \ll I_{K0} \text{ і т. ін.}$$

Коли це так, то режимні та сигнальні складові безпосередньо не пов'язані між собою й розглядати їх можна як незалежні системи струмів і напруг. На цьому ґрунтуються метод аналізу та розрахунку роботи електронних схем у режимі підсилення малих сигналів.

### 1.4.1. Транзистор як лінійний чотириполюсник

Спробуємо обґрунтувати вищеприведені твердження. Зобразимо транзистор у вигляді чотириполюсника (рис. 1.36). Клема 1 є входом



Рис. 1.36

транзистора (це база або емітер, залежно від способу його ввімкнення), клема 2 – вихід транзистора (колектор), а клема 0 – його заземлений електрод. У загальному вигляді вихідна напруга транзистора визначається величиною вхідного та вихідного струмів:

$$U_2 = f_2(I_1; I_2). \quad (1.11)$$

Наприклад, при ввімкненні транзистора за схемою із СЕ напруга колектора  $U_{KE}$  однозначно визначається струмами  $I_K$  та  $I_B$ . Аналогічний вираз матиме і вхідна напруга:

$$U_1 = f_1(I_1; I_2). \quad (1.12)$$

Обидва струми  $I_1$  і  $I_2$  матимуть постійну (режимну) і змінну (сигнальну) складові:

$$I_1 = I_{10} + i_1(t), \quad I_2 = I_{20} + i_2(t), \quad (1.13)$$

причому сигнальні складові вважатимемо набагато меншими від режимних:

$$|i_1| \ll I_{10}, \quad |i_2| \ll I_{20}.$$

## Основи радіоелектроніки

---

Розкладавши вираз (1.11) у подвійний ряд Тейлора за малими змінними складовими  $i_1$  та  $i_2$ , дістанемо:

$$U_2 = U_{20} + v_2 = f_2(I_{10}; I_{20}) + \frac{\partial f_2}{\partial I_1} i_1 + \frac{\partial f_2}{\partial I_2} i_2 + \dots \quad (1.14)$$

У формулі (1.14) ряд на членах першого порядку (лінійних членах) обірвано, оскільки через малину  $i_1$  та  $i_2$  усі інші члени ряду є величинами вищого порядку малої порівняно з лінійними. Одержаній вираз (1.14) розпадається на дві частини: незалежне від часу співвідношення  $U_{20} = f_2(I_{10}; I_{20})$ , яке є ні чим іншим, як вихідною характеристикою транзистора, і вираз, який пов'язує між собою змінні, залежні від часу, складові струмів і напруг:

$$v_2(t) = \frac{\partial f_2}{\partial I_1} i_1(t) + \frac{\partial f_2}{\partial I_2} i_2(t). \quad (1.15)$$

Аналогічно, для вхідного кола матимемо:

$$v_1(t) = \frac{\partial f_1}{\partial I_1} i_1(t) + \frac{\partial f_1}{\partial I_2} i_2(t). \quad (1.16)$$

Часткові похідні мають розмірність опору, тому вирази (1.15) і (1.16) можна скорочено записати в такому вигляді:

$$v_1 = r_{11} i_1 + r_{12} i_2, \quad v_2 = r_{21} i_1 + r_{22} i_2. \quad (1.17)$$

Отримані вирази називають **рівняннями транзистора в *r*-параметрах**. Із рівнянь видно, що малі змінні складові струмів і напруг по в'язані між собою лінійними законами. Фізичний зміст деяких *r*-параметрів досить прозорий. Наприклад,

$$r_{22} = \frac{\partial f_2}{\partial I_2} = \frac{\partial U_2}{\partial I_2}$$

описує нахил вихідної характеристики транзистора й відповідає його вихідному опору  $R_{\text{вих}}$ . Так само  $r_{11} = \frac{\partial U_1}{\partial I_1}$  визначається нахилом вхідної характеристики й є диференціальним вхідним опором транзистора. Щодо параметрів  $r_{12}$  та  $r_{21}$ , то вони не мають такого ж чіткого фізичного тлумачення.

Параметри транзистора не є константами, а залежать від:

- типу транзистора;
- способу його ввімкнення (СБ або СЕ);

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

- режиму живлення (тобто від положення робочої точки на характеристиках);
- температури транзистора.

Лише тоді, коли відомі всі ці умови, значення параметрів транзистора набуває змісту.

Таким чином, зробивши припущення про відносну мализну змінних складових струмів і напруг, ми змогли перетворити транзистор – цей нелінійний елемент – на лінійний чотириполюсник, який описується системою рівнянь (1.17). У прийнятій для чотириполюсників матричній формі систему (1.17) можна записати у вигляді

$$\begin{vmatrix} v_1 \\ v_2 \end{vmatrix} = \|r\| \times \begin{vmatrix} i_1 \\ i_2 \end{vmatrix}, \quad \|r\| = \begin{vmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{vmatrix},$$

де  $\|r\|$  – матриця  $r$ -параметрів нашого чотириполюсника.

### 1.4.2. Еквівалентна схема транзистора (у $r$ -параметрах)

Подання електронного приладу у вигляді еквівалентної схеми – метод, який широко застосовується для розрахунків радіоелектронних кіл. При цьому реальний електронний прилад замінюється деякою ідеалізованою електричною схемою, що складається з традиційних електротехнічних елементів: джерел струму та напруги, ключів, резисторів, індуктивностей і ємностей. Умови еквівалентності (тобто рівноцінності) полягають в тому, що ця схема, подана як чотириполюсник, повинна мати щодо змінних вхідних і вихідних струмів та напруг такі самі властивості й параметри, як і реальний електронний прилад. При цьому еквівалентна схема необов'язково має відображати внутрішню будову електронного приладу та фізичні процеси, що в ньому відбуваються. Її завдання відтворити зовнішні (феноменологічні) електротехнічні властивості електронного приладу<sup>7</sup>. Подання реального електронного приладу у вигляді еквівалентної схеми дозволяє найкращим способом вписати його в принципову схему радіоелектронного пристрою й далі провадити розрахунок останнього звичайними методами теорії електричних кіл.

<sup>7</sup> Іноді, деякі еквівалентні схеми певною мірою відображають структуру електронного приладу та процеси, що в ньому відбуваються. Такі схеми називаються **фізичними еквівалентними схемами**, їх розглянемо пізніше.

## Основи радіоелектроніки

Наприклад, еквівалентна схема транзистора, який описується системою рівнянь (1.17), має вигляд, зображенний на рис. 1.37. Тут  $r_{11}$  і  $r_{22}$  – вхідний і вихідний опори транзистора;  $E_1$  і  $E_2$  – деякі умовні джерела ЕРС, які зображають вплив вхідного кола на вихідне, і навпаки. На-

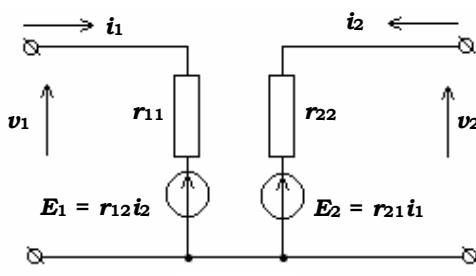


Рис. 1.37

приклад,  $E_2$  імітує керуючу дію вхідного струму на вихідний. У свою чергу,  $E_1$  описує вплив вихідного кола на величину струму у вхідному, тобто той внутрішній зворотний зв'язок, який існує в транзисторі й обумовлений модуляцією ефективної товщини бази (ефектом Ерлі).

Не слід задаватися питанням про те, як можна практично побудувати такі джерела ЕРС. Ніхто ніколи не намагається виготовити таку діючу схему – це просто непотрібно. Еквівалентні схеми є лише засобом для спрощення розрахунків радіоелектронних пристрій, а елементи, які входять у ці схеми, мають досить уявний, формальний характер.

### 1.4.3. Інші види еквівалентних схем

Встановивши лінійний характер взаємозв'язків змінних складових струмів і напруг у транзисторі за допомогою рівнянь (1.17), можна подати ці взаємозв'язки й іншим способом, наприклад, якщо виразити струми через напруги:

$$\begin{aligned} i_1 &= g_{11}v_1 + g_{12}v_2, \\ i_2 &= g_{21}v_1 + g_{22}v_2. \end{aligned} \quad (1.18)$$

Коефіцієнти пропорційності мають розмірність провідності. Систему (1.18) називають рівняннями транзистора в  $g$ -параметрах. Неважко виразити  $g$ -параметри через  $r$ -параметри:

$$g_{11} = \frac{r_{22}}{|r|}; \quad g_{12} = -\frac{r_{12}}{|r|}; \quad g_{21} = -\frac{r_{21}}{|r|}; \quad g_{22} = \frac{r_{11}}{|r|}, \quad (1.19)$$

де  $|r| = r_{11}r_{22} - r_{12}r_{21}$ . Такому поданню транзистора відповідатиме еквівалентна схема, зображена на рис. 1.38. Тут  $g_{11}$  та  $g_{22}$  зображають вхідну та вихідну провідності транзистора, а  $g_{12}$  і  $g_{21}$  – вплив вихідної напруги на вхідний струм або вхідної напруги на вихідний струм.

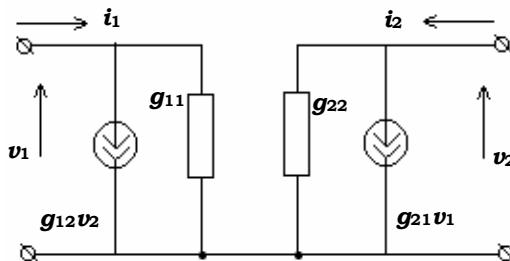


Рис. 1.38

Деякі практичні переваги, які розглянемо пізніше, має змішана система параметрів, так звана – система  $h$ -параметрів:

$$\begin{aligned}v_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}v_2, \\i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}v_2,\end{aligned}\quad (1.20)$$

де  $h_{11}$  має значення вхідного опору транзистора,  $h_{22}$  – його вихідної провідності,  $h_{21}$  – описує "підсилення" струму транзистором,  $h_{12}$  – про-

никнення вихідної напруги у вхідне коло. Еквівалентну схему транзистора в  $h$ -параметрах дано на рис. 1.39. Цілком зрозуміло, що  $h$ -параметри неважко виразити через  $r$ - або  $g$ -параметри, і навпаки.

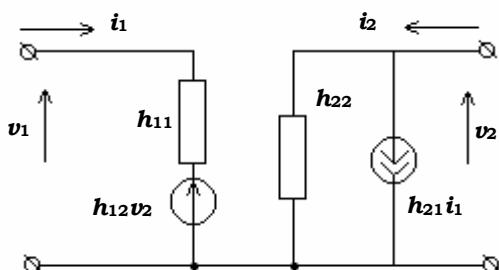


Рис. 1.39

#### 1.4.4. Параметри транзистора при різних способах його ввімкнення

Оскільки параметри транзистора залежать, зокрема, від способу його ввімкнення, тому до перелічених вище позначень параметрів зазвичай дописують індекс, який вказує на видувімкнення. Наприклад,  $h_{11B}$  означає вхідний опір транзистора, увімкненого за схемою зі спільнотою базою, а  $h_{22E}$  – вихідну провідність транзистора у схемі СЕ.

## Основи радіоелектроніки

Якщо різниці потенціалів між відповідними електродами при різних способах увімкнення транзистора зберігатимуться однаковими<sup>8</sup>, слід очікувати, що і його параметри мають бути пов'язані між собою. Як приклад, розглянемо зв'язок між  $h_B$  та  $h_E$  параметрами. Для цього еквівалентну схему транзистора в  $h$ -параметрах, увімкненого за схемою СБ (рис. 1.40), переробимо так, щоб спільним електродом став емітер (рис. 1.41). Уявимо, що вихід транзистора замкнено на коротко (за зміною складовою) так, що тепер  $v_{KE} = 0$ . Тоді друге рівняння системи (1.20) для транзистора, увімкненого за схемою СЕ, набуває вигляду

$$i_K = h_{21E} i_E . \quad (1.21)$$

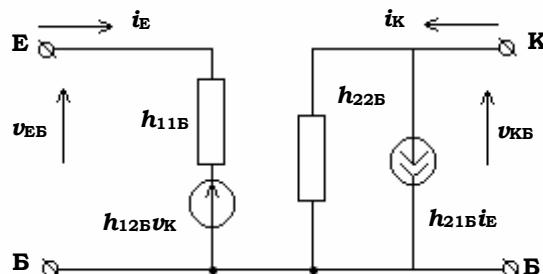


Рис. 1.40

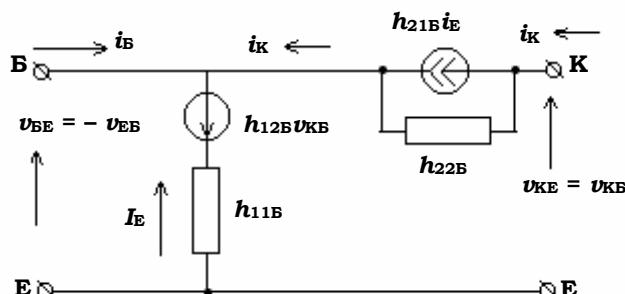


Рис. 1.41

Нехтуючи відгалуженням струму  $i_K$  через малу провідність  $h_{22B}$ , можна записати

$$i_K = h_{21E} i_E . \quad (1.22)$$

<sup>8</sup> Наприклад, при ввімкненні за схемою СЕ:  $U_{BE} = -U_{EE}$ , а  $U_{KE} = U_{KB} + U_{BE} \approx U_{KB}$  (оскільки  $U_{BE} \ll U_{KB}$ ).

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

---



---

Згідно з першим рівнянням Кірхгофа

$$i_B = -i_K - i_E = -h_{21B}i_E - i_E, \quad (1.23)$$

звідки

$$i_E = -\frac{i_B}{1 + h_{21B}}.$$

Підставивши у цей вираз значення  $i_E$  через  $i_K$ , узяте з (1.22), дістанемо

$$i_B = -i_K \frac{1 + h_{21B}}{h_{21B}}.$$

Згідно з (1.21) одержуємо для  $h_{21E}$  вираз

$$h_{21E} = \frac{i_K}{i_B} = -\frac{h_{21B}}{1 + h_{21B}}. \quad (1.24)$$

Наприклад, при  $h_{21B} = -0,98^9$  маємо  $h_{21E} \approx 50$ .

Перейдемо тепер до визначення параметра  $h_{11E}$ . Вважаючи, як і раніше,  $v_{KE} = 0$ , визначимо цей параметр з первого рівняння системи (1.20):  $h_{11E} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{v_{BE}}{i_B}$ . Із того самого рівняння (але для схеми СБ) знайдемо струм  $i_E$ :

$$i_E = -\frac{1}{h_{11B}}(v_{BE} + h_{12B}v_{KE}) = -\frac{v_{BE}}{h_{11B}}(1 - h_{12B}), \quad (1.25)$$

оскільки при  $v_{KE} = 0$  напруга  $v_{KB} = -v_{BE}$ . Тепер виразимо в (1.25) струм  $i_E$  через  $i_B$ , враховуючи при цьому значення  $i_E$ , одержане в (1.23). Дістанемо

$$i_B = \frac{v_{BE}}{h_{11B}}(1 - h_{12B})(1 + h_{21B}).$$

Параметром  $h_{12B}$  через його мализну порівняно з одиницею можна знехтувати. Тоді

$$h_{11E} = \frac{h_{11B}}{1 + h_{21B}}. \quad (1.26)$$

Наприклад, при  $h_{11B} = 26$  Ом та  $h_{21B} = -0,98$  величина  $h_{11E}$  дорівнюватиме 1300 Ом.

---

<sup>9</sup> Величина  $h_{21B} = -\alpha$ , оскільки напрямок струму  $i_K$  на еквівалентній схемі рис. 1.40 вважається оберненим тому, який приймався при визначенні величини  $\alpha$ .

## Основи радіоелектроніки

---

Для визначення параметрів  $h_{22E}$  та  $h_{12E}$  знову звернемося до схеми, зображеній на рис. 1.41. Подамо на вихід схеми напругу  $v_{KE}$  і припустимо, що вхідні клеми розімкнені ( $i_1 \equiv i_B = 0$ , тобто режим холостого ходу за входом). Тоді, згідно з (1.23)  $i_E = -i_K$ . Колекторний струм є сумою двох струмів:  $i_K = h_{21B}i_E + v_{KB}h_{22B} \approx -h_{21B}i_K + v_{KB}h_{22B}$ . Звідси

$$h_{22E} = \frac{i_2}{v_2} = \frac{i_K}{v_{KE}} = \frac{h_{22B}}{1 + h_{21B}}. \quad (1.27)$$

Для  $h_{22B} = 10^{-6}$  См і  $h_{21B} = -0,98$  одержимо  $h_{22E} = 50$  мкСм або  $h_{22E}^{-1} = 20$  кОм.

Відшукаємо параметр  $h_{12E}$ . За визначенням

$$h_{12E} = \frac{v_1}{v_2} \Big|_{i_1=0} = \frac{v_{BE}}{v_{KE}} \Big|_{i_B=0}.$$

Напруга  $v_{BE}$  дорівнює  $-h_{11B}i_E - h_{12B}v_{KB}$ . Замінивши  $-i_E \approx i_K = h_{22E}v_{KB}$  і  $v_{KB} \approx v_{KE}$ , дістанемо

$$h_{12E} = h_{11B}h_{22E} - h_{12B} = \frac{h_{11B}h_{22B}}{1 + h_{21B}} - h_{12B} \quad (1.28)$$

для тих значень  $h_B$ -параметрів, що використовувалися вище, і  $h_{12B} = 3,10^{-4}$ , матимемо  $h_{12E} = 10^{-3}$ .

Наведемо зведену таблицю перерахунків  $h_B$ -параметрів у  $h_E$ -параметри, і навпаки.

$h_{11E} = \frac{h_{11B}}{1 + h_{21B}}$	$h_{11B} = \frac{h_{11E}}{1 + h_{21E}} \approx \frac{h_{11E}}{h_{21E}}$
$h_{12E} = \frac{h_{11B}h_{22B}}{1 + h_{21B}} - h_{12B}$	$h_{12B} = \frac{h_{11E}h_{22E}}{1 + h_{21E}} - h_{12E}$
$h_{21E} = -\frac{h_{21B}}{1 + h_{21B}}$	$h_{21B} = -\frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}}$
$h_{22E} = \frac{h_{22B}}{1 + h_{21B}}$	$h_{22B} = \frac{h_{22E}}{1 + h_{21E}} \approx \frac{h_{22E}}{h_{21E}}$

(1.29)

### 1.4.5. Фізична еквівалентна схема транзистора

Фізичну еквівалентну схему транзистора, яка відображає його структуру та принцип дії, подано на рис. 1.42. Опором  $r_E$  зображенено дифере-

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

нціальний опір відкритого емітерно-базового переходу, опором  $r_K$  – диференціальний опір колекторно-базового переходу, а опором  $r_B$  – поперечний опір бази, який може бути досить великим через слабку легованість матеріалу бази. Джерело струму  $\alpha i_E$  являє собою колекторний струм  $i_K$ , керований емітерним струмом  $i_E$ .

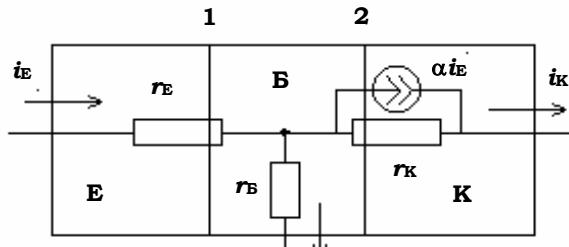


Рис. 1.42

Звичайним переходом від джерела струму до джерела напруги можна схему на рис. 1.42 зобразити також у вигляді Т-подібного чотириполюсника (рис. 1.43), де  $r_m = \alpha r_K$ . Параметри цієї схеми легко виразити через  $r$ -параметри транзистора:

$$r_E = r_{11B} - r_{12B}; \quad r_B = r_{12B};$$

$$r_E = r_{22A} - r_{12A};$$

$$r_m = r_{21A} - r_{12A}.$$

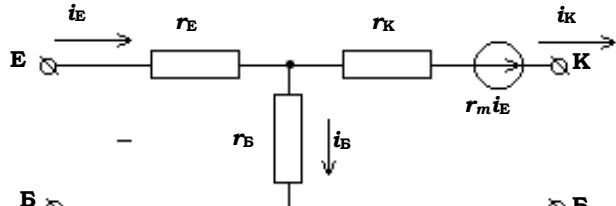


Рис. 1.43

Аналогічною схемою можна зобразити й транзистор, увімкнений за схемою СЕ.

### 1.4.6. Способи визначення параметрів транзисторів

Параметри транзистора можна визначити двома способами: графічним (за характеристиками) та експериментальним, тобто шляхом безпосередньо вимірювання.

1. *Графічний спосіб.* Для визначення параметрів  $h_{21}$  та  $h_{22}$  потрібна сім'я вихідних характеристик (або, принаймні, кілька вихідних характеристик в окрузі робочої точки  $O$ ). Навколо робочої точки будується характеристичний трикутник, який спирається на сусідні характеристики (рис. 1.44). За визначенням, параметр  $h_{21E}$  є частковою похідною  $\frac{\partial I_K}{\partial I_B}$ , яку приблизно можна записати в кінцевих приростах як

$$h_{21E} \approx \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \Big|_{U_{KE}=\text{const}}.$$

## Основи радіоелектроніки

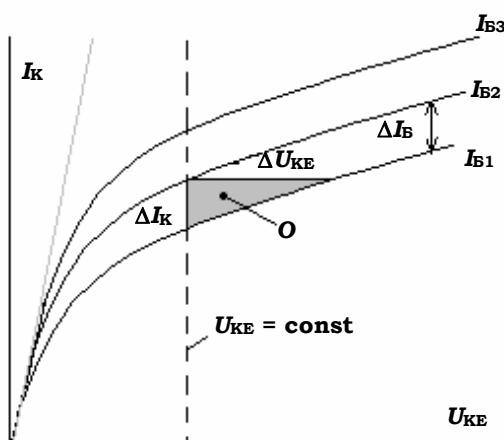


Рис. 1.44

У нашому випадку  $\Delta I_K$  – це вертикальний катет характеристичного трикутника, а  $\Delta I_B = I_{B2} - I_{B1}$  – різниця значень базових струмів для суміжних характеристик, на які спирається цей трикутник. Параметр  $h_{22E}$  – вихідна провідність транзистора, визначається нахилом вихідної характеристики  $h_{22} \approx \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} |_{I_B=\text{const}}$  та є відношенням катетів характеристичного трикутника.

Аналогічно за вхідними характеристиками можна визначити два інші параметри (рис. 1.45). Вхідний опір визначається нахилом вхідної характеристики

$$h_{11E} \approx \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} |_{U_{KE}=\text{const}},$$

а параметр зворотного зв'язку

$$h_{12E} \approx \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KE}} |_{I_B=\text{const}}.$$

Здебільшого цей останній параметр визначити не вдається, оскільки в довідниках подають лише дві крайні вхідні характеристики та знайдений за ними параметр  $h_{12E}$  виявляється значно більшим за істинний. Таким чином, за характеристиками безпосередньо можуть бути визначені лише  $h$ -параметри транзистора. Інші системи параметрів ( $r$ -параметри або  $g$ -параметри) визначаються шляхом підрахунку з  $h$ -параметрів.

2. Експериментальний спосіб заснований на системі рівнянь транзистора (1.17), (1.18) або (1.20), де як джерела напруги  $v_1$  і  $v_2$  використовують генератори синусоїдальних напруг. Тому надалі під значен-

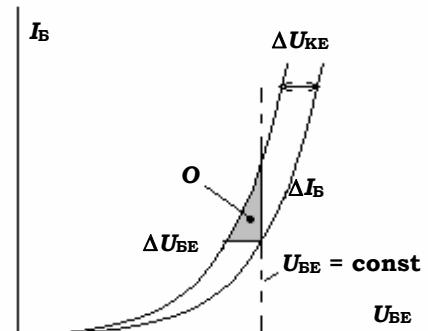


Рис. 1.45

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

нями змінних складових струмів і напруг прийматимемо їх амплітудні значення.

Розглянемо, наприклад, вимірювання  $h$ -параметрів транзистора, увімкненого за схемою СЕ:

$$\begin{aligned} v_{BE} &= h_{11E} i_B + h_{12E} v_{KE}, \quad (a) \\ i_K &= h_{21E} i_B + h_{22E} v_{KE}. \quad (b) \end{aligned} \quad (1.30)$$

Для визначення параметра  $h_{11E}$  потрібно в рівнянні (1.30, a) покласти

$v_{KE} = 0$ . Тоді  $h_{11E} = \frac{v_{BE}}{i_B}$ , тобто  $h_{11E}$  є відношенням амплітуди вхідної напруги до амплітуди вхідного струму. Analogічно, з другого рівняння (1.30, b) можна визначити параметр  $h_{21E} = \frac{i_K}{i_B}$ . При цьому слід пам'ятати, що дорівнювати нулю має тільки змінна складова вихідної напруги, тоді як її постійна (режимна) складова  $U_{KE0}$  повинна зберігатися незмінною.

Подібний експеримент може бути реалізований за допомогою схеми, зображененої на рис. 1.46. У ній вихід транзистора за змінною складової напруги закорочується (шунтується) великою ємністю  $C$  і завдяки цьому, напруга на ньому підтримується незмінною й рівною  $U_{KE0}$ .

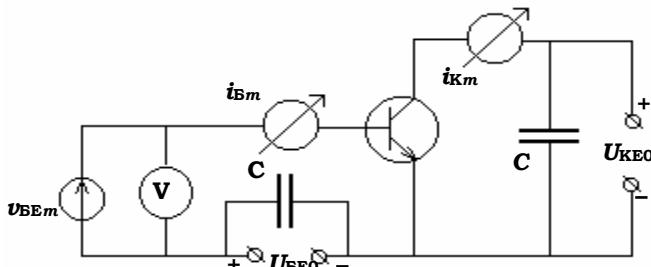


Рис. 1.46

Вхідна напруга  $v_{BE}$  створюється джерелом змінної напруги; струми  $i_B$  та  $i_K$  вимірюються міліамперметрами, увімкненими в коло бази та колектора. Джерело постійної напруги  $U_{BEO}$  також бажано зашунтувати досить великою ємністю.

Для вимірювання двох інших параметрів  $h_{12E}$  та  $h_{22E}$  потрібно покласти струм  $i_B$  рівним нулю. Для цього слід розірвати (за змінною складовою) коло бази, зберігаючи, звичайно, постійну напругу на базі  $U_{BEO}$  і струм  $I_{B0}$ . Такий експеримент холостого ходу можна здійснити, уві-

## Основи радіоелектроніки

мкнувши в коло бази досить велику індуктивність  $L$  (рис. 1.47), яка є великим опором для змінного струму  $i_B$ , але малим опором для постійного струму  $I_{B0}$ . Джерело змінної напруги  $v_{KE}$  вмикається в коло колектора, тоді параметри  $h_{12E}$  та  $h_{22E}$  можуть бути визначені таким чином:

$$h_{12E} = \frac{v_{BE}}{v_{KE}} ; \quad h_{22E} = \frac{i_K}{v_{KE}} .$$

Для успіху цих експериментів необхідно виконання таких умов:

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \ll R_{\text{вих}} \approx \frac{1}{h_{22E}} ; \quad X_L = \omega L \gg R_{\text{вх}} \approx h_{11E} .$$

Звичайно, виконати ці умови неважко, оскільки в транзисторів вихідний опір великий, а вхідний – малий.

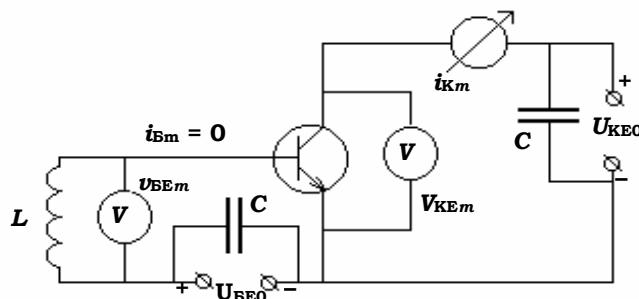


Рис. 1.47

На описаних методах ґрунтуються робота всіх спеціальних приладів (так званих тестерів), які служать для вимірювання параметрів транзисторів. Подібним же способом можна було б вимірювати й  $r$ -параметри. Для цього слід зробити експеримент холостого ходу спочатку за входом, а потім за виходом транзистора. Але, якщо перший із цих експериментів здійснити порівняно легко, то для реалізації холостого ходу за виходом потрібно було б увімкнути у вихідне коло дросель  $L$ , який задовільняє умову  $X_L = \omega L \gg R_{\text{вих}} \approx \frac{1}{h_{22E}}$ . Здійснити цю умову зазвичай буває досить важко.

Щоб безпосередньо виміряти  $g$ -параметри довелося б здійснити експеримент короткого замикання як за входом, так і за виходом. Реалізація першої з вимог досить ускладнена, оскільки для цього потрібна була б надто велика ємність. Тут і стають очевидними переваги системи  $h$ -параметрів: для їх вимірювання потрібні легко здійснюва-

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

ні експерименти, тому в довідниках зазвичай наводять дані саме для  $h$ -параметрів. Зважаючи на це, наш подальший виклад ґрунтуетиметься саме на системі  $h$ -параметрів. Вони ж будуть використовуватися в усіх розрахунках радіоелектронних схем і пристройів, що будуть розглядатися далі.

### 1.4.7. Складений транзистор

Із двох транзисторів, які мають порівняно невисокі параметри (коєфіцієнти підсилення за струмом  $h_{21E}$ ) можна шляхом спеціального ввімкнення створити схему, яка працюватиме як єдиний транзистор з дуже високим значенням того самого параметра (див. схему, зображену на рис. 1.48), її називають **схемою складеного транзистора** (або схемою Дарлінгтона). У цій схемі перший транзистор VT1 є підсилювачем струму для другого транзистора VT2. Дійсно, базовий струм VT2 дорівнює емітерному струму VT1, який у  $(\beta_1 + 1)$  разів більший за вхідний  $i_{B1}$ . Тобто загальний коефіцієнт, підсилення за струмом  $\beta = \frac{i_K}{i_{B1}}$  виявляється значно більшим, аніж у кожного з транзисторів окремо. Переконатися в тому неважко.

Зробимо простий розрахунок:  $i_K = i_{K1} + i_{K2} = \beta_1 i_{B1} + \beta_2 i_{B2}$ , але  $i_{B2} = i_{E1} = i_{K1} + i_{B1} = i_{B1}(\beta_1 + 1)$ . Підставивши значення  $i_{B2}$  у попередній вираз, дістанемо  $i_K = i_{B1}[\beta_1 + \beta_2(\beta_1 + 1)]$ . Отже, загальний коефіцієнт підсилення за струмом дорівнюватиме

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \approx \beta_1 \beta_2. \quad (1.31)$$

Наприклад, маючи два транзистори з  $h_{21E} \approx 30$ , можна одержати загальний коефіцієнт підсилення за струмом десь близько до  $10^3$ . Такий спосіб часто-густо виявляється простішим і дешевшим, ніж пошук спеціального транзистора з таким самим високим значенням цього параметра. Слід відмітити, що так само, як  $\beta$  зростає і вхідний опір системи порівняно з вхідним опором поодинокого транзистора.

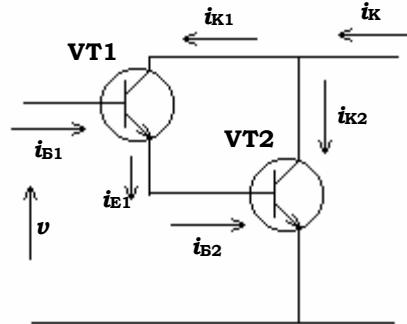


Рис. 1.48

## Основи радіоелектроніки

Іншою схемою, у якій використовується сполучення двох транзисторів є так зване **каскодне** ввімкнення (рис. 1.49). У ній перший транзистор увімкнений за схемою зі спільним емітером, а другий – зі спільною базою. Вхідний опір такої схеми  $H_{11} \approx h_{11E}^{(1)}$ , а вихідний

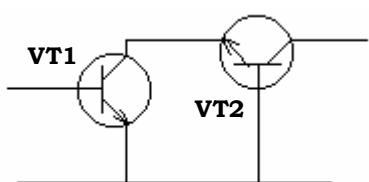


Рис. 1.49

–  $H_{22} \approx h_{22E}^{(2)}$ , коефіцієнт підсилення за струмом  $H_{21} \approx h_{21E}^{(1)}$ . Виграш полягає в параметрі  $H_{12} \approx h_{12E}^{(1)} \cdot h_{12E}^{(2)}$ , який виявляється набагато меншим, ніж відповідний параметр для кожного з транзисторів окремо. Подібна схема застосовується в тих випадках, коли особливо небажаним є внутрішній зворотний зв'язок транзистора, що визначається параметром  $h_{12}$ .

## КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Перелічіть, від яких факторів залежать значення параметрів біполярних транзисторів.
2. Що таке еквівалентна схема транзистора? У якому розумінні вона еквівалентна реальному транзистору?
3. Чи може бути однозначно представлений транзистор у вигляді еквівалентної схеми?
4. Чи повинна еквівалентна схема транзистора відображати його внутрішню будову та принципи її дії?
5. Як це можливо, щоб у такому заздалегідь нелінійному пристрой, яким є транзистор, змінні (сигналльні) складові струмів і напруг виявлялися б пов'язаними між собою лінійними співвідношеннями? За яких припущень це буде вірно?
6. Для чого при розрахунках радіоелектронних схем реальний транзистор замінюють його еквівалентною схемою?
7. Який фізичний зміст мають ЕРС  $E_1$  та  $E_2$ , зображені на рис. 1.37? Які реальні явища вони моделюють?
8. Який фізичний зміст мають елементи  $g_{22}$  та  $h_{22}$  на еквівалентних схемах, зображеніх на рис. 1.38 та 1.39?
9. Як мають співвідноситись між собою режими напруги у схемах СБ та СЕ, щоб можна було зробити перерахунок параметрів  $h_B$  у  $h_E$ -параметри?

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

10. Чому параметр  $h_{21B}$  дорівнює  $\alpha$ , але зі знаком "мінус"?
11. При якому ввімкненні транзистор має менший вхідний опір – за схемою СБ чи за схемою СЕ?
12. Як співвідносяться між собою вихідні провідності транзистора при ввімкненні його за схемами СБ та СЕ?
13. Який елемент у фізичній еквівалентній схемі транзистора (рис. 1.42) відображає вплив вихідної напруги на вхідний струм?
14. Для чого потрібні емності, зображені на рис. 1.46?
15. З яких міркувань обирається величина індуктивності у схемі, зображеній на рис. 1.47?
16. Який позитивний результат дає застосування схеми складного транзистора?
17. У яких випадках доцільно застосовувати каскодне ввімкнення транзисторів?

## ЗАДАЧІ

1. Складіть вираз для перерахунку  $g$ -параметрів на  $h$ -параметри.
2. Для транзистора, увімкненого за схемою СЕ,  $h$ -параметри дорівнюють:  $h_{11E} = 500 \text{ Ом}$ ;  $h_{12E} = 3 \cdot 10^{-4}$ ;  $h_{21E} = 40$ ;  $h_{22E} = 50 \text{ мкСм}$ . Перерахуйте їх у  $h_B$ -параметри.
3. Знайдіть вираз для крутості прохідної характеристики через  $h$ -параметри. Якою буде крутість для параметрів, наведених у задачі 2?
4. Параметри транзистора, увімкненого за схемою СБ дорівнюють:  $h_{11B} = 30 \text{ Ом}$ ;  $h_{12B} = 10^{-4}$ ;  $h_{21B} = -0,98$ ;  $h_{22B} = 5 \text{ мкСм}$ . Знайдіть значення елементів, зображеніх на еквівалентній схемі рис. 1.41.
5. За вхідними та вихідними характеристиками транзистора KT201B визначте параметри  $h_{11E}$ ;  $h_{21E}$ ;  $h_{22E}$  у робочій точці  $U_{KE} = 3 \text{ В}$ ;  $I_B = 0,2 \text{ мА}$ .
6. Знайдіть значення параметрів  $H_{11}$  та  $H_{21}$  для складеного транзистора, зображеного на рис. 1.48. Параметри транзисторів візьміть із задачі 2.

## 1.5. ЧАСТОТНІ ВЛАСТИВОСТІ ТРАНЗИСТОРА

### 1.5.1. Рух неосновних носіїв у базі. Перехідні процеси в транзисторі

Розглядаючи принцип дії біполярного транзистора, ми дійшли висновку, що колекторний струм створюється неосновними носіями, які були інжектовані в базу через емітерний переход і в результаті дифузії через базу дістались до колекторного переходу. На дифузію через базу зазвичай потрібний хоча й невеликий, але скінчений час, то-

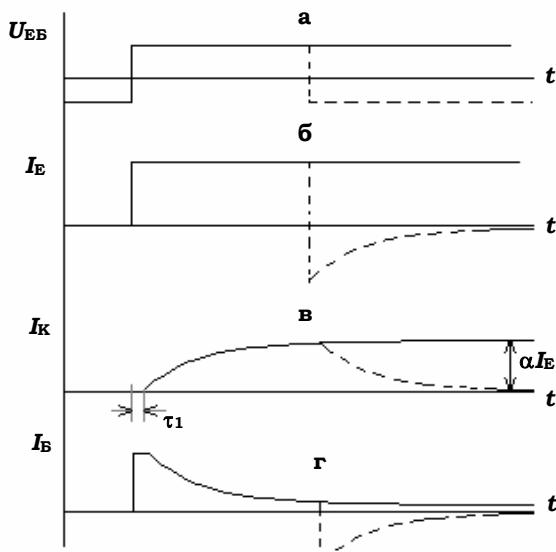


Рис. 1.50

му при стрибкоподібному збільшенні емітерного струму  $p-n-p$ -транзистора, увімкненого за схемою СБ, колекторний струм зростає не одразу, а з деяким запізненням (рис. 1.50). Якийсь час  $\tau_1$  колекторний струм взагалі відсутній – заряди ще не встигли дістатись до колектора. Потім, у міру того, як хмаринка неосновних носіїв унаслідок дифузії досягає колектора, струм  $I_K$  поступово зростає, прямуючи до усталеного значення  $\alpha I_E$ . Середній час дифузії через базу дорівнює

$$\tau_D = \frac{d_B^2}{D},$$

де  $d_B$  – товщина бази,  $D$  – коефіцієнт дифузії неосновних носіїв у матеріалі бази. Наприклад, для дірок у кремнію  $D = 13 \text{ см}^2/\text{с}$ , отже при  $d_B = 1 \text{ мкм}$  середній час дифузії дорівнюватиме  $8 \cdot 10^{-10} \text{ с}$ . Саме цим часом і визначається темп зростання струму колектора. Час затримки  $\tau_1$  звичайно набагато менший від  $\tau_D$ , тому ним можна знехтувати. Хід зростання колекторного струму досить добре апроксимується експоненціальним законом

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

$$I_K(t) \approx \alpha I_E \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_D}}\right). \quad (1.32)$$

При стрибкоподібному запиранні емітерного струму (пунктир на рис. 1.50, б) колекторний струм припиняється не одразу, а спадає поступово, у міру розсмоктування (знову ж таки за рахунок дифузії) хмаринки неосновних носіїв, які накопичилися в базі. При цьому дифузія може йти не тільки в бік колектора, але й у бік емітера, який тепер також має запірну напругу. Тому в момент запирання емітерний струм змінює свій напрямок і далі поступово зменшується. Процеси спаду емітерного та колекторного струмів також можна описати експоненціальним законом зі сталою часу  $\tau_D$ . У той момент, коли починається інжекція неосновних носіїв у базу, різко зростає базовий струм (рис. 1.50, г). Причина такого зростання полягає в тому, що в міру надходження до бази неосновних носіїв, їх об'ємний заряд повинен компенсуватися зарядами протилежного знака, які надходять до бази із джерела живлення. Виходячи із співвідношення (1.6), яке має виконуватися в будь-який момент часу, базовий струм повинен змінюватися за законом

$$I_A = I_E - I_K = I_E \left[1 - \alpha \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_D}}\right)\right] \approx I_E e^{-\frac{t}{\tau_D}}. \quad (1.33)$$

Із цієї формули випливає, що в перші моменти після ввімкнення, базовий струм є сумірним з емітерним, тоді як в усталеному режимі він завжди набагато менший від останнього. Після припинення емітерного струму об'ємний заряд неосновних носіїв у базі розсмоктується та основні носії, які цей струм компенсували, тепер стікають, утворюючи експоненціальний імпульс базового струму зворотної полярності.

Щоб скоротити час руху неосновних носіїв, в об'ємі бази, іноді створюють внутрішнє електричне поле, яке прискорює їх рух до колектора. Таке поле можна створити шляхом нерівномірного легування матеріалу бази. Наприклад, створивши в базі більш високу концентрацію донорних домішок в області емітерного переходу (рис. 1.51, де атоми донорних домішок зображені квадратиками із хрестиками), можна досягти такого стану, коли вільні електрони за рахунок дифузії більш або менш рівно-

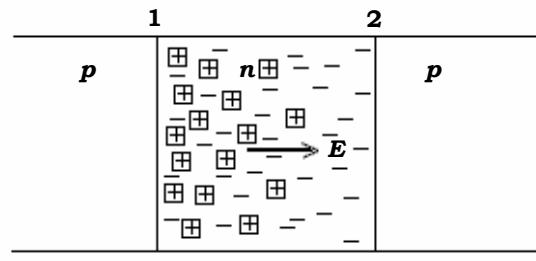


Рис. 1.51

## Основи радіоелектроніки

мірно розподіляться по об'єму бази, тоді як позитивні іонізовані атоми домішки залишатсья закріпленими в кристаличній ґратці. Їх об'ємний заряд створює електричне поле  $E$ , що прискорює інжектовані в базу дірки. Тобто рух дірок у базі відбуватиметься не тільки внаслідок дифузії, але й за рахунок дрейфу в електричному полі, яке "підганяє" їх у бік колектора.

Транзистори такого типу називають **дрейфовими**. За рахунок дрейфу можна скоротити час руху неосновних носіїв у базі в кілька разів порівняно з простою дифузією, і тим самим істотно підвищити швидкодію транзистора.

### 1.5.2. Частотна залежність коефіцієнта передачі струму

Якщо стрибкоподібні відкривання та запирання емітерного переходу відбуватимуться періодично з періодом  $T$ , сумірним з  $\tau_D$ , то колекторний струм кожного разу не встигає залежати від ані дорости до усталеного значення  $\alpha I_E$ , ані повністю зменшитись до нуля. Часова залежність колекторного струму  $I_K(t)$  матиме вигляд пилкоподібних коливань (рис. 1.52), розмах яких буде тим меншим, чим меншим стає відношення  $T / \tau_D$ .

Висновується, що з підвищенням частоти вхідної (емітерної) напруги керуюча дія транзистора буде погіршуватись і коефіцієнт передачі струму  $\alpha$  зменшуватиметься. Дійсно, чотириполюсник, у якому переходні процеси описуються виразом виду (1.32), повинен мати таку частотну характеристику:

$$\dot{\alpha}(\omega) = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha}}, \quad (1.34)$$

де  $\alpha_0$  – значення коефіцієнта  $\alpha$  на низьких частотах ( $\omega \tau_D \ll 1$ ), а  $\omega_\alpha = \frac{1}{\tau_D}$  – гранична частота транзистора, увімкненого за схемою зі спільною базою. Адже переходну функцію транзистора  $\alpha(t) = I_K(t) / I_E$

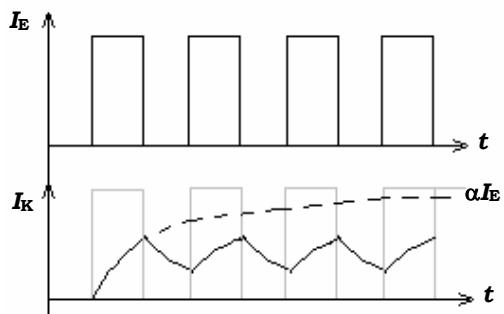
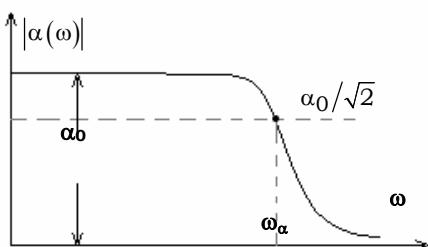


Рис. 1.52

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

можна перетворити на його передавальну функцію (частотну характеристику)  $\dot{\alpha}(\omega)$ , застосувавши пряме фур'є-перетворення. Залежність модуля коефіцієнта  $\alpha$  від частоти описується виразом

$$|\alpha(\omega)| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_\alpha}\right)^2}} \quad (1.35)$$



**Рис. 1.53**

і подана на рис. 1.53. Із цього графіка видно, що модуль  $\alpha$  у досить широкому діапазоні низьких частот зберігається майже незмінним і рівним  $\alpha_0$ , а потім починає плавно зменшуватись, асимптотично наближаючись до нуля в області високих частот.

### 1.5.3. Границі частоти

Неможливо, звичайно, точно вказати ту частоту, починаючи з якої транзистор втрачає свої підсилювальні властивості. Однак можна умовно прийняти за неї таку частоту, для якої модуль  $\alpha$  зменшується порівняно з  $\alpha_0$  у  $1/\sqrt{2} \approx 0,71$  разів. Цю частоту називають **границюю частотою транзистора**. Для розглянутого вище прикладу вона дорівнюватиме  $\omega_\alpha = 1/\tau_D = 1,25 \cdot 10^9 \text{ c}^{-1}$  або  $f_\alpha = \frac{\omega_\alpha}{2\pi} \approx 2 \cdot 10^8 \text{ Гц}$ . У довідниках цю частоту позначають як  $f_{h_{21B}}$ , тобто як частоту, на якій параметр  $|h_{21B}| \approx \alpha$  – коефіцієнт передачі за струмом у схемі зі спільною базою – зменшується в 0,71 разів (або на 3 дБ) порівняно з його значенням для низьких частот.

Вираз для частотної залежності коефіцієнта передачі за струмом для схеми зі спільним емітером можна отримати з виразу (1.8), підставивши туди замість  $\dot{\alpha}(\omega)$  його значення (1.34):

$$\beta(\omega) = \frac{\alpha(\omega)}{1 - \alpha(\omega)} = \frac{\frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + j\omega/\omega_\alpha}}}{1 - \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + j\omega/\omega_\alpha}}} = \frac{\alpha_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_\alpha} - \alpha_0}.$$

Розділивши чисельник і знаменник дробу на  $1 - \alpha_0$ , матимемо:

$$\beta(\omega) = \frac{\frac{\alpha_0}{1-\alpha_0}}{1+j\frac{\omega}{\omega_\alpha(1-\alpha_0)}} = \frac{\beta_0}{1+j\frac{\omega}{\omega_\beta}}. \quad (1.36)$$

Ця формула аналогічна (1.34). Величина  $\beta_0 = \frac{\alpha_0}{1-\alpha_0}$  є коефіцієнтом передачі за струмом для схеми СЕ в області низьких частот, а  $\omega_\beta$  – гранична частота для цієї схеми:

$$\omega_\beta = \omega_\alpha(1-\alpha_0) \approx \omega_\alpha \frac{1-\alpha_0}{\alpha_0} = \frac{\omega_\alpha}{\beta_0}. \quad (1.37)$$

Гранична частота  $f_\beta = \frac{\omega_\beta}{2\pi}$  значно менша від граничної частоти  $f_\alpha$  для схеми СБ. Наприклад, для розглянутого вище прикладу і при  $\beta_0 \approx h_{21E} = 50$  частота  $f_\beta$  дорівнюватиме лише  $4 \cdot 10^6$  Гц.

Фізичну причину погіршення частотних властивостей транзистора при його ввімкненні за схемою СЕ можна зрозуміти з розгляду рис. 1.50, г, звідки видно, що при швидких перемиканнях базовий струм виявляється сумірним з емітерним, так що коефіцієнт  $\beta = \frac{I_K}{I_B} \approx \frac{I_E}{I_B}$  у ці моменти часу стає набагато меншим, аніж у стаціонарному (або низькочастотному) режимі. У довідниках гранична частота  $f_\beta$  позначається як  $f_{h_{21E}}$  і відповідає частоті, на якій коефіцієнт передачі за струмом у схемі СЕ  $h_{21E}$  знижується на 3 дБ.

Частота, на якій у схемі СЕ параметр  $h_{21E}$  стає рівним одиниці (тобто транзистор втрачає підсилюальні властивості за струмом) назначається як  $f_T$  і називається **частотою одиничного підсилення**. Зазвичай  $f_T$  близька до граничної частоти для схеми зі спільною базою і становить (0,6–0,8)  $f_{h21B}$ .

Окрім перелічених вище граничних частот транзистор може бути охарактеризований ще й так званою максимальною частотою генерації  $f_{max}$ . При цій частоті коефіцієнт підсилення транзистора за потужністю стає рівним одиниці й транзистор взагалі втрачає здатність до підсилення сигналів.

#### 1.5.4. Фізична еквівалентна схема транзистора в області високих частот

Фізичну еквівалентну схему транзистора в області високих частот зображенено на рис. 1.54. За прізвищем її автора цю схему іноді називають **схемою Джіаколетто**. У своїй вихідній частині схема Джіаколетто нагадує еквівалентну схему в  $g$ -параметрах (рис. 1.38), де джерело струму також зашунтоване вихідним опором  $r_{KE}$ . Однак вхідна частина цієї схеми зовсім інакша. Принципова відмінність еквівалентної схеми Джіаколетто від раніше розглянутих полягає в тому, що в ній враховано поперечний опір бази. Нагадаємо, що база – це тонкий шар слаболегованого напівпровідника товщиною порядку 1 мкм при поперечних розмірах порядку 1 мм. Вивід бази, позначений літерою Б, розташований на периферії цього шару, тоді як всі процеси проходження струму обумовлені переважно його центральною частиною.

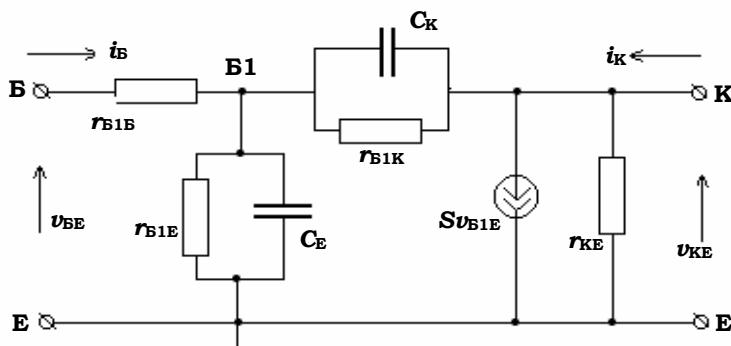


Рис. 1.54

Наприклад, коли йдеться про напругу на емітерно-базовому переході, якою обумовлена величина струму  $I_E$ , то треба мати на увазі різницю потенціалів між емітером і точкою Б1, яка розташована в центрі базового шару, надалі ми її називатимемо "істинною базою" (рис. 1.55). Ця

напруга відрізняється від прикладеної до вводів Б та Е на величину спаду напруги на поперечному опорі  $r_{B1B}$ . Через слабку легованість бази та її малу товщину цей опір може бути досить великим і досягати сотень, чи навіть тисяч омів. Тому роботою транзистора, точніше його колекторним стру-

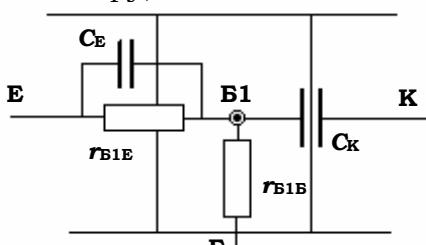


Рис. 1.55

## Основи радіоелектроніки

---



---

мом у дійсності керуватиме не прикладена до вводів вхідна напруга  $v_{BE}$ , а та її частина, яка виявляється прикладеною між емітером та істинною базою – точкою B1. Цей висновок і врахований у фізичній еквівалентній схемі, де джерело струму в колекторному колі керується саме напругою  $v_{B1E}$ , а не  $v_{BE}$ .

Нехтуючи відгалуженням струму через резистори  $r_{KE}$ ,  $r_{B1K}$  та ємністю  $C_K$  можна записати

$$i_K = S v_{B1E}^{10}, \quad (1.38)$$

де  $S$  – крутість прохідної характеристики транзистора. Оскільки  $i_K \approx i_E$ , то її можна визначити як

$$S = \frac{i_K}{v_{B1E}} \approx \frac{i_E}{v_{B1E}} = \frac{1}{r_d}, \quad (1.39)$$

де  $r_d$  – диференціальний опір емітерно-базового переходу, визначений виразом (1.4). Напруга  $v_{B1E}$  створюється внаслідок проходження базового струму  $i_B$  через комплексний опір  $Z_{B1E}$ , утворений паралельним сполученням резистора  $r_{B1E}$  та ємності  $C_E$ :

$$i_K = S i_B Z_{B1E} = S i_B \frac{\frac{1}{j\omega C_E}}{r_{B1E} + \frac{1}{j\omega C_E}} = i_B \frac{S r_{B1E}}{1 + j\omega r_{B1E} C_E}. \quad (1.40)$$

Із цього виразу ясно видно, що колекторний струм (амплітуда його змінної частини) з підвищеннем частоти зменшується, оскільки зростає шунтуюча дія ємності  $C_E$ , і керуюча напруга  $v_{B1E}$  зменшується. Тим самим в еквівалентній схемі моделюються частотні властивості реального транзистора. Слід лише підібрати величини елементів еквівалентної схеми так, щоб досягти найкращого кількісного збігу.

Вираз (1.40) за своєю структурою подібний до виразу (1.36), який можна переписати так:

$$i_K = \beta(\omega) i_B = i_B \frac{h_{21E}(0)}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}}. \quad (1.41)$$

---

<sup>10</sup> Оскільки аналізується робота транзистора в області високих частот, то й далі під величинами струмів і напруг слід розуміти їх змінні складові, точніше, їх комплексні амплітуди.

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

---



---

Щоб еквівалентна схема мала такі самі частотні властивості, як і реальний транзистор, слід прирівняти один до одного відповідні члени виразів (1.40) і (1.41), а саме:

$$Sr_{B1E} = h_{21E}(0), \quad r_{B1E}C_E = \frac{1}{\omega_B} = \frac{1}{2\pi f_{h_{21E}}},$$

Звідси одразу ж визначаються елементи еквівалентної схеми:

$$r_{B1E} = \frac{h_{21E}(0)}{S} = h_{21E}(0)r_d, \quad (1.42)$$

$$C_E = \frac{1}{2\pi r_{B1E} f_{h_{21E}}}, \quad (1.43)$$

де  $h_{21E}(0)$  – значення цього параметра на нульовій (низькій) частоті. Вхідний опір транзистора на низьких частотах  $r_{B1E} = r_{B1B} + r_{B1E}$ , отже

$$r_{B1B} = h_{11E} - r_{B1E}. \quad (1.44)$$

Розглянемо решту елементів еквівалентної схеми. Ємність  $C_K$  є реально існуючою бар'єрною ємністю закритого колекторного переходу. Резистор  $r_{B1K}$  моделює внутрішній зворотний зв'язок у транзисторі, який описується параметром  $h_{12E}$ . Відповідно до (1.30, a) можна записати  $h_{12E} = \frac{v_{BE}}{v_{KE}}$  при  $i_B = 0$  та  $\omega \rightarrow 0$ . Оскільки ж при  $i_B = 0$  можна вважати, що  $v_{B1E} = v_{BE}$ , то

$$h_{12E} = \frac{v_{BE}}{v_{KE}} = \frac{r_{B1E}}{r_{B1E} + r_{B1K}} \approx \frac{r_{B1E}}{r_{B1K}},$$

звідки

$$r_{B1K} = \frac{r_{B1E}}{h_{12E}}. \quad (1.45)$$

Для вихідного кола, згідно із законом Кірхгофа, маємо

$$i_K = \frac{v_{KE}}{r_{KE}} + S v_{B1E} + \frac{v_{KE}}{r_{B1E} + r_{B1K}}$$

(знову ж таки при  $i_B = 0$  та  $\omega \rightarrow 0$ ). Враховуючи, що  $i_K = h_{22E}v_{KE}$  та  $v_{B1E} = v_{KE}h_{12E}$ , дістанемо

$$\frac{1}{r_{KE}} = h_{22E} - S h_{12E} - \frac{1}{r_{B1E} + r_{B1K}}$$

## Основи радіоелектроніки

або, нехтуючи останнім доданком (через дуже великі значення  $r_{B1K}$ ),

$$r_{KE} \approx \frac{1}{h_{22E} - S h_{12E}}. \quad (1.46)$$

Таким чином, елементи схеми Джіаколетто можна виразити через  $h$ -параметри транзистора та його граничну частоту  $f_{h_{21E}}$ .

### 1.5.5. Маркування та класифікація транзисторів

Відповідно до діючого стандарту, транзисторам присвоюються позначення, які складаються з чотирьох елементів:

перший елемент – літера або цифра, що вказують на матеріал, з якого виготовлений транзистор (Г або I – германій, К або 2 – кремній, А або 3 – арсенід галію);

другий елемент – літера, яка позначає вид транзистора (T – біпольний, транзистор; П – польовий);

третій елемент – цифри від 1 до 9, перша з яких визначає класифікаційний номер транзистора, а дві наступні (від 01 до 99)<sup>11</sup> – порядковий номер розробки в даному класі. Класифікація транзисторів ведеться за двома параметрами:

- граничної потужності  $P_m$ , що розсіюється транзистором і забезпечує задану надійність при тривалій роботі;
- граничної частоти при ввімкненні за схемою СБ. Позначення класів наведено в табл. 1.1;

Таблиця 1.1

	Малої потужності $P_m < 0,3$ Вт	Середньої потужності $P_m = 0,3\text{--}1,5$ Вт	Великої потужності $P_m > 1,5$ Вт
<b>Низькочастотні</b> $f_{h21B} < 3$ МГц	101–199	401–499	701–799
<b>Середньочастотні</b> $f_{h21B} = 3\text{--}30$ МГц	201–299	501–599	801–899
<b>Високочастотні</b> $f_{h21B} > 30$ МГц	301–399	601–699	901–999

<sup>11</sup> Інколи у великих серіях буває по три або навіть по чотири цифри, наприклад, КТ3107Е.

## **Розділ 1. Напівпровідникові прилади**

четвертий елемент – літера, яка вказує на різновид даного типу транзисторів. Вони можуть відрізнятися, скажімо, значеннями параметра  $h_{21E}$ , або будь-яких інших параметрів.

Наприклад, ГТ605А розшифровується так: германієвий транзистор, середньої потужності, високочастотний, номер розробки 05, різновид А; КТ315А – кремнієвий, малої потужності, високочастотний, розробки 15 різновид А.

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Чому в транзисторі зміни струму колектора відстають у часі щодо змін струму емітера?
2. Чому в моменти різкої зміни струму емітера спостерігаються сильні сплески величини струму бази?
3. Яким способом можна прискорити рух неосновних носіїв у базі від емітера до колектора?
4. Що таке гранична частота транзистора, увімкненого за схемою СБ? Як вона позначається?
5. Яким є зв'язок між граничною частотою  $f_{h_{21E}}$  і товщиною бази?
6. При якому ввімкненні транзистор може успішно працювати до більш високих частот – за схемою СЕ чи за схемою СБ?
7. Який зміст має максимальна частота генерації  $f_{\max}$ ?
8. Який фізичний зміст має опір  $r_{B1B}$  у еквівалентній схемі Джіаколетто?
9. Який елемент у схемі Джіаколетто моделює ефект Ерлі?
10. Як залежать крутість  $S$  і опір  $r_{B1E}$  від постійної складової струму колектора?
11. Чим відрізняється крутість прохідної характеристики  $S = \frac{\partial I_K}{\partial U_{BE}}$  від кругості, яка фігурує у схемі Джіаколетто? Яка з них більша?
12. Чи залежить величина  $C_E$  від режиму транзистора (граничну частоту вважати незмінною)?
13. Розшифруйте позначення транзисторів ГТ404Д, КТ340В, КТ816Б, КП307Ж.
14. Яке позначення мав би германієвий біполярний транзистор з граничною частотою 8 МГц і граничною потужністю розсіювання 150 мВт?

1. Знайдіть середній час дифузії електронів через базу германієвого  $n-p-n$ -транзистора. Товщина бази 6 мкм, коефіцієнт дифузії електронів у германію  $50 \text{ см}^2 \cdot \text{s}^{-1}$ .
2. Обчисліть граничну частоту транзистора, увімкненого за схемою СЕ. Середній час дифузії неосновних носіїв через базу  $0,1 \text{ нс}$ , коефіцієнт  $\alpha_0 = 0,97$ .
3. Чому дорівнюватиме коефіцієнт  $\beta(\omega)$  на частоті  $f = 2,5 \cdot 10^7 \text{ Гц}$ , якщо  $f_{h_{21E}} = 3 \text{ МГц}$ , а  $\beta_0 = 50$ ?
4. Визначте граничну частоту транзистора  $f_T$ , якщо  $h_{21E} = 20$ , а  $f_{h_{21E}} = 30 \text{ МГц}$ .
5. Визначте елементи еквівалентної схеми Джіаколетто за такими даними:  $h_{11E} = 1500 \text{ Ом}$ ;  $h_{112E} = 10^{-4}$ ;  $h_{21E} = 50$ ;  $h_{22E} = 5 \cdot 10^{-4} \text{ См}$ ;  $f_{h_{21E}} = 2 \text{ МГц}$ ;  $I_E = 1 \text{ мА}$ .

## **1.6. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ**

### **1.6.1. Польовий транзистор з керуючим $p-n$ -перехідом**

Принцип дії польового транзистора легко зрозуміти з його схематичної моделі, зображененої на рис. 1.56. Основною її частиною є прямокутний зразок слаболегованого напівпровідника (у даному випадку  $n$ -типу), до торців якого прикладена напруга  $U_{CB}$ . У результаті руху електронів від електрода В, який називається **еитоком**, до електрода С, який називається **стоком**, виникає наскрізний струм  $I_C = \frac{U_{CB}}{R}$ , величина якого визначається омічним опором  $R$  напівпровідникового зразка. На верхню грань зразка накладено шар напівпровідника з дірковою провідністю. Цей шар називається **затвором** і разом з  $n$ -областю він створює  $p-n$ -перехід. На цьому переході утворюється збіднений шар, він дещо звужує переріз  $n$ -області, по якій тече струм

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

$I_C$  і збільшує її омічний опір. Якщо до затвора прикласти напругу  $U_{3B} < 0$  запірної полярності, то можна збільшити товщину збідненого шару, зменшуючи тим самим переріз струмопровідної області й збільшуючи її опір. При досить великому значенні затворної напруги границя збідненого шару може досягти нижньої грани зразка й повністю перекрити шлях струму  $I_C$ . Напругу затвора, при якій струм  $I_C$  припиняється, називають **запираючою напругою** і позначають як  $U_{30}$ .

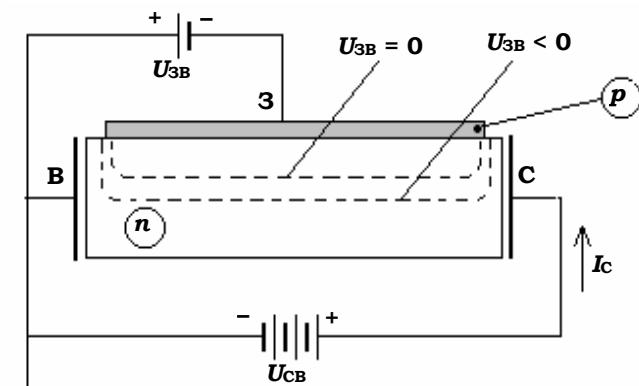


Рис. 1.56

Таким чином, виникає можливість керування наскрізним струмом через зразок шляхом зміни затворної напруги. Це керування здійснюється електричним полем, яке існує в збідненому шарі, тому такі транзистори називають **польовими**. Принцип дії таких транзисторів заснований на

руси носіїв одного знака в напівпровіднику з одним типом провідності, тому інша назва таких транзисторів – **уніполлярні**. Третя їх назва – **канальні** відображає той факт, що рух носіїв відбувається по провідній області, її називають **каналом**, переріз і провідність якого регулюються затворною напругою.

Основна принципова відмінність біполлярного транзистора від польового полягає в тому, що перший з них керується вхідним струмом, а другий – вхідною напругою. Можна, звичайно, заперечити, що і в біполлярному транзисторі вхідний струм створюється вхідною напругою, однак, врешті-решт, струм колектора визначається саме струмом бази або емітера і отже, існування вхідного струму в біполлярному транзисторі є принципово необхідним. Із цього висновується, *по-перше*, що вхідний опір біполлярного транзистора не може бути дуже великим (а він і дійсно невеликий), і *по-друге*, для керування колекторним струмом потрібна хоча й невелика, але скінченна потужність вхідного сигналу. На відміну від цього, вхід польового транзистора є не відкритим, а закритим *p-n*-переходом, зворотний струм якого, неістотний для роботи транзистора, може бути зробленим як завгодно малим. Наприклад, для кремнієвих польових транзисторів

вхідний струм може становити  $10^{-8} - 10^{-9}$  А, тобто на керування вхідним струмом потужність практично не витрачається. Підключений до джерела вхідного сигналу польовий транзистор практично не навантажує це джерело й не впливає на його роботу. У цьому й полягає основна перевага польових транзисторів над біполярними.

### 1.6.2. Характеристики та параметри

Описаний вище принцип дії польового транзистора відповідає дійсності лише при невеликих напругах  $U_{CB}$ , які за величиною не переви-

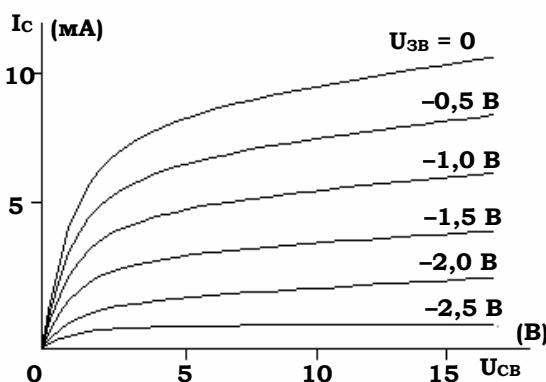


Рис. 1.57

щують затворні напруги. За таких режимів вихідні характеристики, які відрізняються величиною  $U_{zv}$ , утворюють "віяло" прямих ліній, що йдуть з початку координат (рис. 1.57). Кожна така лінія відповідає своєму значенню омічного опору каналу транзистора.

Однак при  $|U_{CB}| > |U_{zv}|$  вже треба враховувати, що різні точки на осі каналу будуть не еквіпотенціальними. У міру

наближення до стоку потенціали точок каналу стають все вищими, унаслідок чого різниця потенціалів між віссю каналу та затвором буде зростати. Відповідно має збільшуватись і товщина збідненого шару, причому з боку стоку вона буде більшою аніж поблизу витоку (рис. 1.58). У результаті переріз каналу зменшуватиметься в міру наближення до стоку. Зазначений ефект стає настільки виразним, наскільки збільшуються значення, яких набуває  $U_{CB}$ . Як саме це відбувається на вольт-амперній характеристиці?

Здавалося б, що зі збільшенням напруги  $U_{CB}$  має зростати й наскрізний струм  $I_C$ . Разом з тим, як тільки що було з'ясовано, зі збільшенням  $U_{CB}$  струмопровідний канал звужується, його опір зростає й наслідком має стати зменшення струму. Тобто струм  $I_C$  не зростає й не зменшується, а залишається майже незмінним. На вихідній характеристиці утворюється майже горизонтальна ділянка насичення, що

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

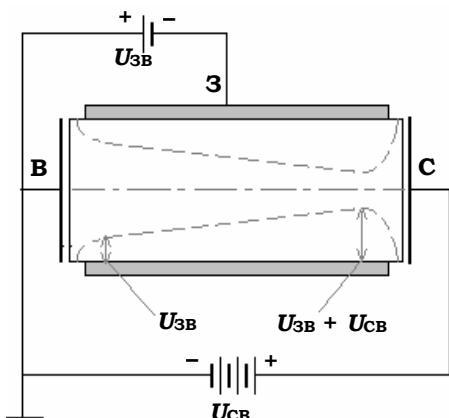


Рис. 1.58

ги  $U_{CB}$  (якщо тільки  $U_{CB}$  більше напруги насиження). Вхідні характеристики будуються лише для від'ємних значень затворної напруги, оскільки при  $U_{ZB} > 0$  перехід відкривається, збіднений шар зникає й керуюча дія затворної напруги втрачается.

Аналогічно працює й польовий транзистор з  $p$ -каналом, затвор якого є  $n$ -напівпровідниковим. Полярність напруг  $U_{CB}$  та  $U_{ZB}$  має бути при цьому змінена на зворотну. Умовне зображення польових транзисторів з керуючим  $p-n$ -переходом подано на рис. 1.60. Польові транзистори характеризуються такими параметрами:

- вихідним опором  $R_i = \frac{\partial U_{CB}}{\partial I_C}$ , значення якого для польових транзисторів малої потужності лежать у межах 10–100 кОм;
- крутістю  $S = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ZB}}$ , яка зазвичай становить 1–10 мА/В;
- вхідним опором, який досягає  $10^8$ – $10^9$  Ом;
- вхідною та вихідною ємністю порядку кількох пікофарад.

має невеликий підйом у бік більших напруг. Диференціальний опір в області насиження досить великий і може становити  $10^4$ – $10^5$  Ом.

Прохідні характеристики  $I_C = f(U_{ZB})$  при  $U_{CB} = \text{const}$  можуть бути побудовані однозначно, якщо задано сім'ю вихідних характеристик. Таку сім'ю прохідних характеристик зображено на рис. 1.59. Усі вони починаються від  $U_{Z0}$  – запиральної напруги, яка не залежить від напруги на стоку. Їхній подальший хід також мало залежить від напру-

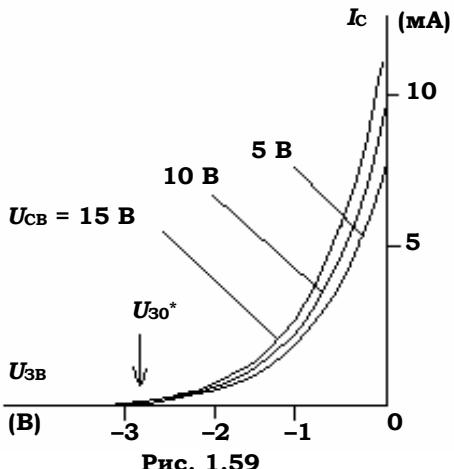


Рис. 1.59

## Основи радіоелектроніки

Частотні властивості польових транзисторів визначаються часом перезарядки бар'єрної ємності затворного переходу. Дійсно, при зміні

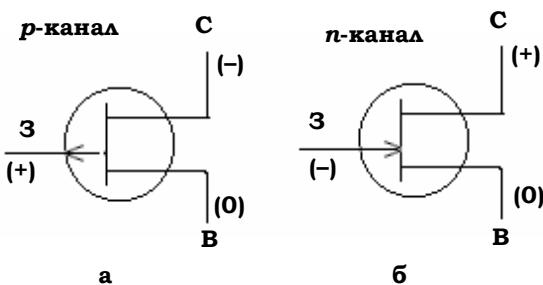


Рис. 1.60

керуючої напруги  $U_{zv}$  струм, який заряджає цю ємність, має пройти від витоку до межі збідненого шару через матеріал каналу, омічний опір якого є порядку кількох кілоомів. Для бар'єрної ємності порядку  $10^{-12}\Phi$  маємо стаду часу порядку  $10^{-8} - 10^{-9}\text{с}$ , що відповідає

границій частоті роботи транзистора близько 1 ГГц. Це дещо гірше за величину граничної частоти, притаманної кращим зразкам біполярних транзисторів.

Максимальна потужність розсіювання для польових транзисторів малої потужності становить кілька десятків міліваттів; а для потужних – до 10 Вт і більше.

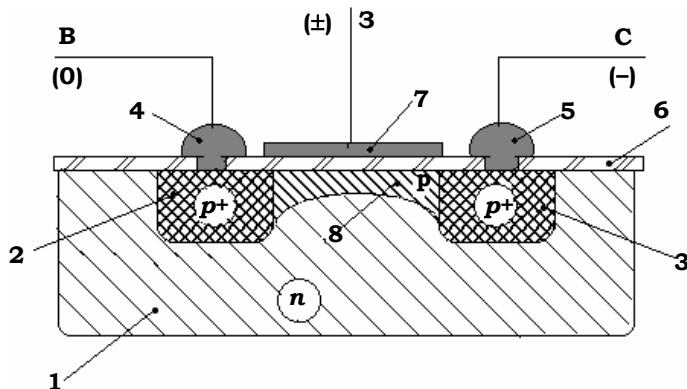
### 1.6.3. Польові транзистори з ізольованим затвором

Для керування провідністю каналу зовсім не обов'язково, щоб затвор мав безпосередній контакт з матеріалом каналу. Якщо між ними навіть існує прошарок діелектрика, електричне поле, створюване напругою затвора, проникає в приповерхневий шар напівпровідника й може впливати на величину та розподіл концентрації наявних у ньому носіїв заряду. На цьому ефекті заснована дія польового транзистора з ізольованим затвором, схематичне зображення будови якого подано на рис. 1.61.

На поверхні монокристала порівняно зі слаболегованим електронним напівпровідником (1), який називають **підкладкою**, створюються дві невеликі області (2) та (3), де напівпровідник сильно легований акцепторною домішкою. Умовно таку сильну легованість прийнято позначати символом  $p^+$ . Ці області мають металеві виводи (4) і (5), до яких припаяні зовнішні провідники В та С. Вказані області відіграють роль витоку (В) і стоку (С) польового транзистора. Поверхня напівпровідника вкривається тонкою (порядку часток мікрона) плівкою діелектрика (6). Оскільки зазвичай використовують кремній, то плівка створюється шляхом його окиснення в атмосфері кисню. Утворений оксид кремнію

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

$\text{SiO}_2$  має високі діелектричні та механічні властивості й надійно захищає напівпровідник від зовнішніх впливів. Далі діелектрична плівка вкривається тонким шаром металу (7), який служить затвором. Оскільки робоча частина подібного транзистора є чергуванням шарів металу, діелектрика та напівпровідника, його скорочено називають **МДН-транзистором**. Інша його назва – **МОН-транзистор** від слів "метал – оксид – напівпровідник". Області витоку та стоку сполучені між собою тонким "містком" акцепторно легованого напівпровідника (8), який утворює канал МДН-транзистора.



**Рис. 1.61**

При нульовій напрузі на затворі (потенціал затвора  $U_{3B}$  відлічується від витоку), провідність між витоком і стоком визначається природною провідністю каналу (8). На перший погляд може здатися, що струм між витоком і стоком міг би замикатися й по об'єму електронно-проводідної підкладки, однак при негативній напрузі на стоку між підкладкою й стоком утворюється закритий  $p-n$ -перехід, крізь який струмопроходження неможливе<sup>12</sup>.

Якщо ж на затвор подати напругу позитивної полярності, то поле, яке проникає в напівпровідник, "виганятиме" дірки з  $p$ -каналу, знижуючи їх концентрацію та зменшуючи тим самим провідність каналу й наскрізний струм  $I_C$ , який проходить по ньому, аж до повного запирання при  $U_{3B} > U_{30}$  (рис. 1.62, крива 1). У такому режимі транзистор працює на збіднення каналу носіями. При негативній

<sup>12</sup> Саме тому МДН-транзистори з  $p$ -каналом повинні мати на стоці негативну напругу, а з  $n$ -каналом – позитивну.

## Основи радіоелектроніки

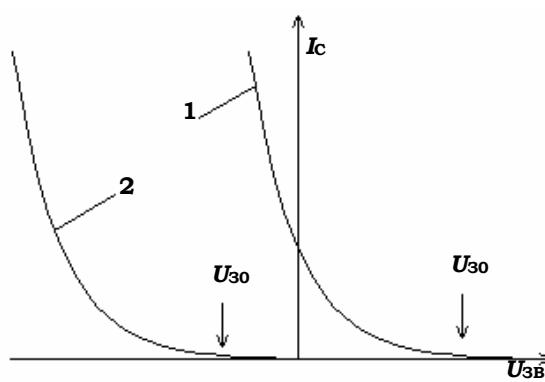


Рис. 1.62

Варіантом подібного транзистора може бути конструкція з  $n$ -каналом, де знаки провідності напруги та напрямок струму змінені на зворотні. Умовні позначення для МДН-транзисторів із вбудованим  $p$ -та  $n$ -каналом зображені на рис. 1.63 а та б.

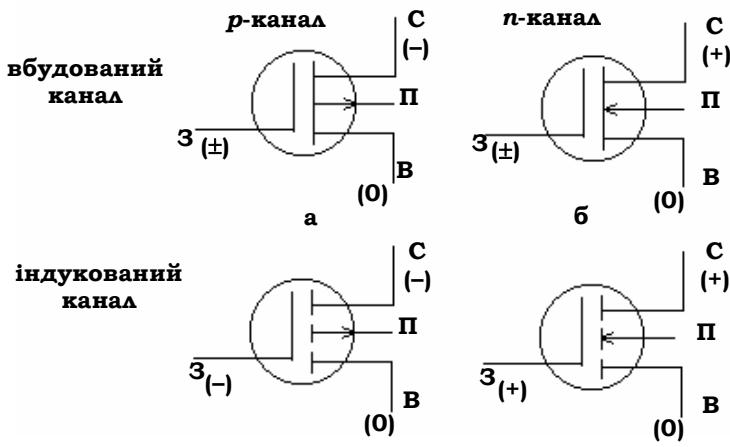


Рис. 1.63

Іншим, досить поширеним різновидом МДН-транзистора є транзистор з *індуктованим* каналом. Від зображеного на рис. 1.61 він відрізняється тим, що спеціально виготовлений канал (8), який замикає виток зі стоком, у ньому відсутній. Тому при нульовій напрузі на затворі струм у такому транзисторі дорівнює нулю (див. криву 2 на рис. 1.62). Він та-кож дорівнюватиме нулю й при позитивних напругах на затворі.

## **Розділ 1. Напівпровідникові прилади**

---

При негативній затворній напрузі електрони "відганятимуться" від поверхні напівпровідника, а дірки, навпаки, будуть притягатися до неї. Джерелом дірок може бути підкладка (її неосновні носії), але в основному дірки будуть насмоктуватися з розташованих поруч  $p^+$ -областей. При деякій напрузі  $U_{30}$ , під затвором відбудеться зміна (інверсія) типу провідності, тоді між витоком і стоком виникне провідний  $p$ -канал. Його провідність зростає в міру того, як напруга на затворі стає все більш негативною. Про такий транзистор кажуть, що він працює за принципом *збагачення каналу носіями*.

Процес виготовлення транзисторів з індуктованим каналом дещо простіший аніж із вбудованим, тому попередні більш поширені. Варіантом подібних транзисторів є система з індуктованим  $n$ -каналом. Умовні позначення транзисторів з індуктованим  $p$ -та  $n$ -каналами подано на рис. 1.63, *в* та *г*.

Вихідні характеристики МДН-транзисторів подібні до зображених на рис. 1.57 і відрізняються лише величинами та знаками затворних напруг. МДН-транзистори характеризуються тими самими параметрами, що й польові транзистори з керуючим  $p-n$ -переходом: вихідним опором, крутістю, вхідною та вихідною ємністю, яка в них має той самий порядок величини як і в польових транзисторів з  $p-n$ -переходом. Істотно відрізняються вони лише за величиною вхідного опору, який для МДН-транзисторів може сягати  $10^{14} - 10^{15}$  Ом. Великий вхідний опір – перевага МДН-транзисторів. Разом з тим, це є також їх недоліком, оскільки подібні транзистори виявляються дуже чутливими до статичної електрики. Необережний дотик до затвора інструментами чи пальцями, на яких є заряд статичної електрики, може привести до пробою тонкого шару діелектрика та ушкодження транзистора. Тому при роботі з МДН-транзисторами необхідно заземлювати завади: як тіло працюючого, так і інструменти, якими він користується.

### **1.6.4. Прилади із зарядовим зв'язком**

До польових транзисторів з ізольованим затвором близькі за конструкцією та принципом дії прилади із зарядовим зв'язком (ПЗЗ), які на сьогодні все частіше застосовують у радіоелектроніці для різних цілей, наприклад, для затримки та зберігання сигналів. Затримка сигналу полягає в тому, щоб подавши на вхід деякого пристрою сигнал  $f(t)$  запам'ятати його та відтворити на виході без спотворення форми через деякий

## Основи радіоелектроніки

час  $\tau$  у вигляді сигналу  $f(t - \tau)$ . Затримка сигналу на час порядку  $10^{-4}$ – $10^{-3}$  с є необхідною операцією в кольоровому телебаченні, радіолокації, електронно-обчислювальній техніці. Для її реалізації досі зазвичай використовувались складні, громіздкі та дорогі електронно-променеві трубки (потенціалоскопи), ультразвукові лінії, штучні  $LC$ -лінії тощо. Тому поява компактних і порівняно недорогих напівпровідникових приладів, які дозволяють досить просто досягти тих самих результатів, є одним із значних успіхів сучасної напівпровідникової електроніки.

Схематичне зображення структури ПЗЗ подано на рис. 1.64. Цей прилад складається з трьох секцій. Перша секція (I) – вхідна – включає виток з  $p^+$ -області та вхідний затвор  $Z_{\text{вх}}$ . У той момент часу  $t_0$ , коли на вхідний затвор подається негативна напруга, під ним утворюється потенціальна яма для дірок, яка швидко наповнюється ними внаслідок їх інжектування в яму з  $p^+$ -області (рис. 1.64, а). Кількість дірок, "загнаних" у яму залежатиме від миттєвого значення струму витоку  $I_{\text{вит}}(t)$ .

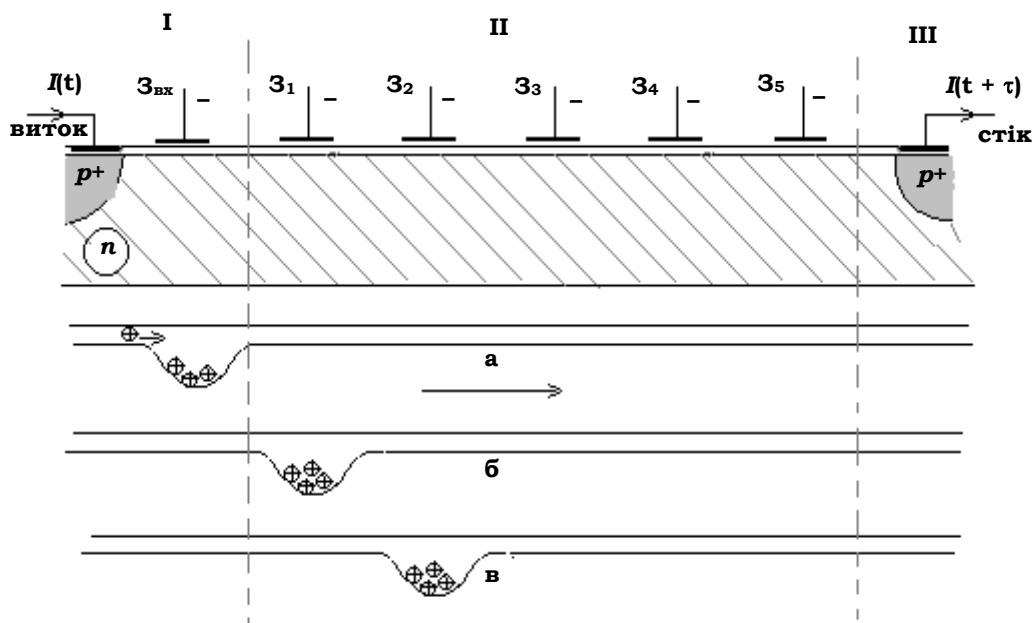


Рис. 1.64

Далі в роботу вступає секція II. Негативна напруга із вхідного затвора  $Z_{\text{вх}}$  знімається, зате подається на перший затвор  $Z_1$ . Дірки, які раніше

76

## **Розділ 1. Напівпровідникові прилади**

були під затвором  $Z_{bx}$ , тепер перетікають у потенціальну яму, що утворилася під затвором  $Z_1$  (рис. 1.64, б). Далі негативна напруга подається на затвор  $Z_2$  і дірки переміщуються під нього (рис. 1.64, в) і т. п. По затворах секції II рухається хвиля негативної напруги й разом з нею переміщуються дірки, раніше інжектовані з витоку під вхідний затвор.

Остання – вихідна секція III, яка виконує роль стоку – це запертий  $p - n$ -перехід, куди екстрагуються дірки, що дійшли до крайнього затвора секції II. Кількість дірок, котрі "виплеснулись" у сток з останньої потенціальної ями, яка дісталася до нього, буде, очевидно, відповідати кількості дірок, інжектованих раніше в цю яму з витоку. Таким чином, вхідний сигнал має повторюватись на виході системи із затримкою в часі, рівною тривалості "транспортування" дірок від вхідного затвора до стоку. А цей час, у свою чергу, визначається кількістю затворів і швидкістю переміщення по них хвилі негативної напруги.

Загальний час затримки, який здатні забезпечити ПЗЗ, не може бути надто великим. Справа в тому, що кількість зарядів, що зберігається в потенціальній ямі, поступово змінюється через рекомбінацію їх з основними носіями підкладки та насмоктування з неї неосновних носіїв. У результаті кількість зарядів у кожній з потенціальних ям намагається вирівнятися до деякого середнього значення, і записаний у них сигнал поступово "стирається". Цим і визначається максимальний час затримки, який у сучасних ПЗЗ сягає 10–20 мс.

З іншого боку, швидкодія ПЗЗ визначається швидкістю перетікання носіїв від одного затвора до другого, тривалість цього процесу становить кілька наносекунд. Тому максимальна частота затримуваних за допомогою ПЗЗ сигналів не може перевищувати кількох десятків мегагерців.

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Чому транзистор називають "польовим"? Які інші назви він має? Поясніть їх.
2. За рахунок якого явища відбувається в польовому транзисторі керування вихідним струмом? Поясніть принцип дії польового транзистора з керуючим  $p - n$ -переходом.
3. У чому полягає основна відмінність принципу дії польового та біполярного транзисторів?

## **Основи радіоелектроніки**

---

4. Чи впливає величина вхідного струму польового транзистора на величину його вихідного струму?
5. Чому польовому транзистору притаманний більший (порівняно з біполлярним) вхідний опір?
6. Чому мализна вхідного струму польового транзистора може вважатися його важливою перевагою перед біполлярним транзистором?
7. З яких двох характерних ділянок складаються вихідні характеристики польового транзистора? Дайте їм пояснення.
8. У якій області об'єму польового транзистора відбувається основне виділення тепла та саморозігрівання?
9. Якими параметрами характеризуються польові транзистори? Чому для їх описання не використовують  $h$ -параметри?
10. Чим визначається верхня гранична частота польового транзистора?
11. Чому на еквівалентній схемі польового транзистора не зображаються вхідні кола?
12. Чому МДН-транзистор з індуктованим  $p$ -каналом відкривається лише при досить великий негативній напрузі на затворі?
13. Чому в МДН-транзисторі струм між витоком і стоком йде тільки каналом, а не замикається через матеріал підкладки?
14. Чому інструмент, за допомогою якого виконується монтаж МДН-транзисторів, потрібно обов'язково заземлювати?
15. Для яких потреб використовують прилади із ПЗЗ?
16. Поясніть, що ви розумієте під терміном "прилад із зарядовим зв'язком"?
17. Якими факторами визначаються максимальна та мінімальна затримки часу, які можуть забезпечити ПЗЗ?

## **ЗАДАЧІ**

1. Для польового транзистора з керуючим  $p-n$ -переходом, вихідну характеристику якого зображенено на рис. 1.57, побудуйте прохідну (затворну) характеристику для  $U_{CB} = 7$  В.
2. Для польового транзистора, вихідні характеристики якого зображенено на рис. 1.57, визначте крутість і вихідний опір у режимі  $U_{CB} = 7$  В,  $U_{ZB} = -0,5$  В.
3. Площа затвора МДН-транзистора  $2,2 \cdot 10^{-3}$  мм<sup>2</sup>, товщина шару оксиду 0,1 мкм, його діелектрична проникність  $\epsilon = 5$ . Обчисліть вхідну ємність транзистора. Оцініть його граничну частоту, якщо опір каналу можна вважати рівним 200 Ом.

## 1.7. ПОНЯТТЯ ПРО МІКРОЕЛЕКТРОНІКУ

**Мікроелектроніка** – новий напрям електроніки, що охоплює наукові та технологічні проблеми дослідження конструювання, виробництва та застосування радіоелектронних пристрій у мікромікросхемному інтегральному виконанні. Мікроелектроніка є самостійною дисципліною, вивчення якої передбачається на старших курсах, тому в межах даного курсу радіоелектроніки обмежимося лише загальними відомостями про її виникнення, розвиток, проблеми, які нею розв'язуються, і перспективами на майбутнє.

Основним питанням мікроелектроніки є технологія виготовлення мікроелектронних пристрій, тому саме цьому питанню й буде приділена найбільша увага. Ми аж ніяк не претендуємо ні на повноту, ані на вичерпний виклад усіх тих різноманітних нових технологій, які починають знаходити застосування в сучасній мікроелектроніці. Наша задача – дати поняття, хай навіть у дещо спрощеній формі, про найпоширеніші технологічні процеси, за допомогою яких на сьогодні виготовляється більшість інтегральних мікросхем. Оскільки основною технологічною задачею мікроелектроніки є виготовлення транзистора, почнемо саме з нього.

### 1.7.1. Планарна технологія виготовлення транзисторів

Основним сучасним методом виготовлення транзисторів є **планарна технологія**. Транзистори, виготовлені за цією технологією, називають **планарними** (від англ. *plane* – площа), оскільки транзисторні структури створюються на площинній поверхні напівпровідникового кристала.

У спрощеному вигляді послідовність операцій планарної технології для виготовлення біполярного  $n-p-n$ -транзистора показано на рис. 1.65. Вихідним матеріалом є пластинка з донорно легованого кремнію товщиною в частки міліметра. Поверхня пластинки окиснюється, на ній вирощується тонкий захисний шар оксиду кремнію  $\text{SiO}_2$  (рис. 1.65, а). У захисному шарі протравлюється отвір ("вікно"), крізь яке шляхом дифузії з газової або парової фази в приповерхневий шар кремнію вводиться акцепторна домішка, унаслідок чого під "вікном" утворюється дірково-проводна область (рис. 1.65, б). Далі цей процес повторюється, і в приповерхневий шар кремнію вводиться донорна домішка, яка створює нову сильнолеговану область  $n^+$  (рис. 1.65, в). У результаті в напівпрові-

## **Основи радіоелектроніки**

---

днику утворюється характерна для біполярного транзистора тришарова  $n-p-n$ -структуря, де  $n$ -провідна пластина служить колектором, верхня  $n^+$ -область – емітером, а проміжний  $p$ -шар – базою.

Повторним окисненням поверхня пластинки кремнію знову вкривається шаром оксиду  $SiO_2$ , у якому навпроти колектора, бази та емітера протравлюються невеликі отвори. У ці отвори напилюється метал (зазвичай алюміній), що створює контактні площинки, які є відповідно виводами колектора, бази та емітера транзистора (рис. 1.65, 2).

Надточним і відповідальним процесом планарної технології є створення "вікон". Для цього застосовують метод фотолітографії, суть якого полягає в тому, що поверхня оксиду кремнію вкривається фоторезистом – речовиною, яка здатна полімеризуватися під дією ультрафіолетового світла. Далі на фоторезист накладається фотошаблон – прозора пластина з нанесеним на неї зображенням, темні місця якого відповідають розташуванню майбутніх вікон<sup>13</sup>. Крізь фотошаблон фоторезист опромінюється ультрафіолетовим світлом від кварцової лампи. У засвічених місцях фоторезист полімеризується, а там, куди ультрафіолет не потрапив, він потім легко змивається розчинником. Наступна операція – пластиинку травлять у концентрованій плавиковій кислоті, яка роз'їдає оксидну плівку лише в тих місцях, де вона не захищена шаром полімеризованого резиста. І нарешті, фоторезист, що залишився, видаляють спеціальним розчинником. Тепер можна приступити до наступних технологічних операцій<sup>14</sup>.

Операції зі створення вікон зазвичай доводиться повторювати по кілька разів. Головна складність полягає в тому, що нові вікна мають бути саме в тих місцях, які відповідають раніше створеній структурі  $p$ - та  $n$ -областей. Враховуючи, що планарний транзистор має розміри в частки міліметра (а іноді й значно менші), точність суміщення фотошаблонів має бути дуже високою – порядку кількох мікронів.

Звичайно, виготовляти у такій спосіб транзистори по одному було б надто трудомістким і дорогим процесом, тому на напівпровідниковій пластиинці площею в кілька квадратних сантиметрів вирощують одночасно кілька сотень (а іноді й тисячу) транзисторів. Для цього потрібні лише фотошаблони, на яких зображення відповідної структури по-

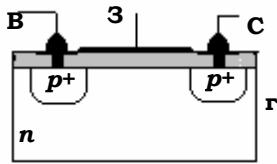
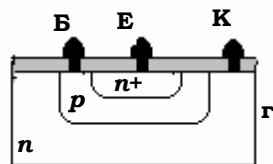
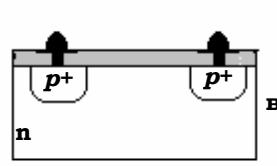
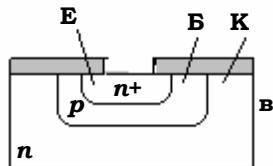
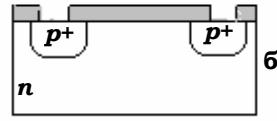
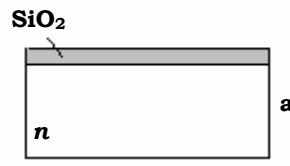
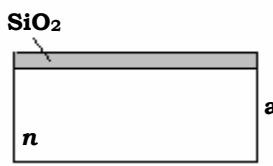
<sup>13</sup> Фотошаблон виготовляють фотографічним способом: він подібний до негатива, з якого роблять позитивні відбитки.

<sup>14</sup> Тут описана робота з так званим негативним фоторезистором. Позитивний фоторезист, навпаки, під впливом світла стає легко розчинним у спеціальних рідинах – проявниках. Для цього фотошаблон має бути позитивом, на якому розташуванню майбутніх вікон відповідатимуть прозорі місця.

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

вторюється багаторазово. Таку **технологію** називають **груповою**, оскільки водночас створюється ціла група ідентичних транзисторів.

Після завершення всіх зображених на рис. 1.65 етапів, пластинку розрізають на окремі транзистори, до контактних площин К, Б, Е приварюють виводи, виготовлений транзистор розміщують у герметичному корпусі та одержують готовий виріб. Таким чином можна виготовляти й МОН-структури. Послідовність операцій виготовлення МОН-транзистора з індуктованим каналом зображені на рис. 1.66.



**Рис. 1.65.**

**Послідовність операцій планарної технології виготовлення біполярного транзистора:**

- окислення поверхні напівпровідникової пластинки;
- протравлювання вікон і введення  $p$ -домішки;
- введення  $n$ -домішки;
- створення контактних площин

**Рис. 1.66.**

**Послідовність операцій планарної технології виготовлення МОН-транзистора з індуктованим каналом:**

- окислення поверхні напівпровідникової пластинки;
- протравлювання вікон і створення високолегованих областей витоку і стоку;
- створення контактних площин;
- напилення затвора та приварювання виводів

## **Основи радіоелектроніки**

---

Основні переваги групової планарної технології:

- одночасне вирощування на одній платівці напівпровідника цілої групи транзисторів, що значно здешевлює їх виготовлення і створює можливість отримати однорідну партію готових приладів;
- майже повністю виключена ручна праця, що також здешевлює процес виготовлення транзисторів і відповідає генеральній лінії технічного прогресу. Слід мати на увазі, що планарна технологія ставить високі вимоги до кваліфікації персоналу й вимагає складного та дорогої обладнання, отже її освоєння під силу лише дуже високотехнологічним підприємствам.

### **1.7.2. Що таке інтегральна мікросхема?**

Подальший шлях створення радіоелектронних пристроїв вбачається в тому, щоб з окремих транзисторів, виготовлених вищеописаним способом, зібрати ті чи інші радіоелектронні схеми. Однак у цьому процесі очевидна логічна непогодженість – навіщо розрізати напівпровідникову пластинку з вирощеними на ній транзисторами на окремі частинки, щоб згодом вручну сполучати їх між собою? Чи не краще зробити ці з'єднання ще в процесі виготовлення й створити таким чином не окремі транзистори, а готові схеми? До того ж, технологічно здійснити це досить легко, оскільки з'єднувальні металеві провідники можна напилювати на поверхню захисної плівки оксиду одночасно зі створенням контактних площин. Резистори можна виготовляти за тією ж планарною технологією у вигляді канавок, заповнених відповідним чином легованим напівпровідником. Їх опір буде визначатися довжиною і площею перерізу канавки та ступенем легування. До того ж, будь-який транзистор із фіксованою входною напругою може бути використаний як резистор, опір якого визначається цією напругою. Діодами можуть служити транзистори із закороченими електродами. Коли ж до діода прикладти запірну напругу, його можна використати як невелику ємність (подібно до варикапа). Отже, планарна технологія дає можливість виготовляти майже всі необхідні для радіоелектронних схем елементи.

Ідея сполучати транзистори між собою ще на стадії їх виготовлення є досить простою та самоочевидною, і тому привела до створення якісно нових виробів – інтегральних мікросхем. За визначенням, **інтегральна мікросхема (ІМС) є цілісним завершеним радіоелектронним пристроєм з високою щільністю електрично сполучених і невіддільних один від одного елементів, призначеним для виконання певної функції.**

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

Коментуючи це визначення, зазначимо, що саме слово "інтегральна" (тобто цілісна) підкреслює той факт, що ІМС не є схемою, зібраною з окремих деталей. Окремі елементи, що входять до складу її принципової схеми – транзистори, діоди, резистори, ємності, з'єднувальні провідники – усі вони, як про це йшлося вище, створюються одночасно в єдиному технологічному процесі. Ці елементи не можуть бути вилучені з інтегральної мікросхеми шляхом її розбирання на окремі деталі. Скажімо, фізично неможливо ніяким способом видобути з ІМС транзистор або резистор, які входять до її складу. Щодо слова "мікросхема", то воно вказує на малі розміри та компактність пристрою.

Перші ІМС виникли в 60-х рр. Вони мали зовсім невисокий ступінь інтеграції, до їх складу входило лише кілька (не більше десяти) транзисторів і резисторів. Прикладом такої простої ІМС може бути двокаскадний підсилювач низької частоти типу К122УН1А, принципову схему такого ввімкнення зображенено на рис. 1.67, а, б<sup>15</sup>.

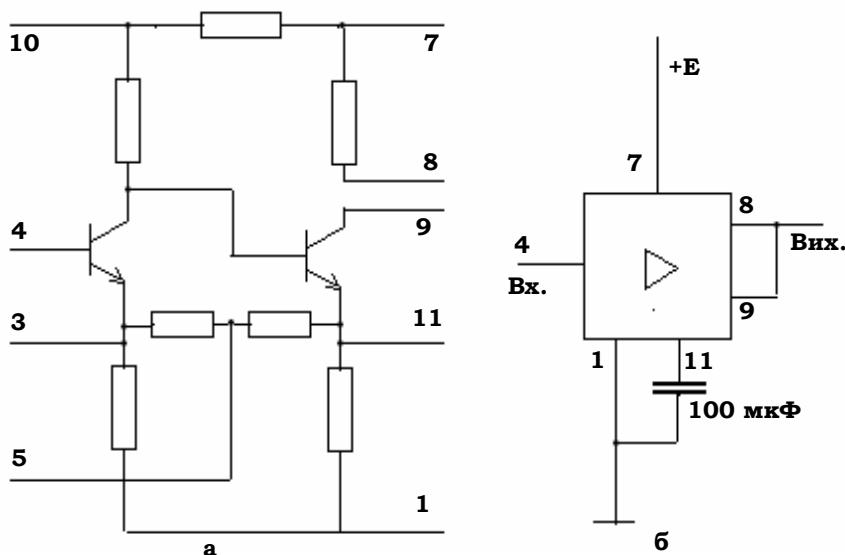


Рис. 1.67

Подальше ускладнення інтегральних мікросхем йшло швидкими темпами. З удосконаленням технології кількість елементів у ІМС почала стрімко зростати.

<sup>15</sup> Як видно зі схеми, для успішної її роботи між виводами 1 та 11 потрібно додатково підключити конденсатор ємністю в 100 мкФ, який неможливо виготовити за описаною вище технологією.

## Основи радіоелектроніки

Прийняту на даний час класифікацію IMC за ступенем складності показано в табл. 1.2. Інтегральні мікросхеми з малим ступенем інтеграції позначають абревіатурою MIC (малі інтегральні схеми) чи просто IC; із середнім ступенем інтерграції (середні IMC) – СІМС або СМС, і нарешті, з великим ступенем інтеграції – ВІС (великі IMC)<sup>16</sup>. Мікросхеми, до складу яких входить більше  $10^4$  елементів, називають надвеликими IMC (НВІС).

Таблиця 1.2

Ступінь інтеграції	Кількість елементів	Умовне позначення	Розмір елемента	Коли досягнуто
Мала	до 10	IC	1 мм	1965 р.
Середня	10...100	СМС	100 мкм	65–70 рр.
Велика	$10^2 \dots 10^4$	ВІС	100–1 мкм	70–80 рр.
Надвелика	більше $10^4$	НВІС	менше 1 мкм	1980 р.

Розміри елементів, що входять до складу подібних IMC, менші від 1 мкм, і навіть сягають 0,2–0,3 мкм. Цим вони наблизилися до тієї межі, яку встановлено фізичними процесами при виготовленні та функціонуванні IMC, а саме:

- при виготовленні IMC шляхом фотолітографії дифракційні явища не дозволяють отримувати зображення, менше від довжини застосованого світла. Щоправда, цю межу можна віддалити, переходячи від ультрафіолетових променів до рентгенівських;
- товщина збідненого шару в *p-n*-переходах, які лежать в основі роботи як біполярних, так і МОН-транзисторів, стає сумірною з розміром самого транзистора, або навіть більшою за нього. Транзистор перестає бути планарною (площинною) системою, тобто його нормальнє функціонування порушується;
- при слабкому легуванні деяких областей транзистора (бази в біполярних транзисторах, каналу в МОН-транзисторах) відстань між окремими атомами домішки стає сумірною з товщиною збідненого шару та розмірами транзистора. Матеріал у цих областях вже не можна вважати електрофізично однорідним. Починають даватися знаки флюктуації концентрації домішки, що призводить до непередбаченості в параметрах і функціонуванні транзисторів.

<sup>16</sup> Наприклад, основою калькулятора Б3-34 є кристал розміром 5 x 5 мм, на якому розміщена ВІС, що складається з 2100 транзисторів.

## **Розділ 1. Напівпровідникові прилади**

---

Отже, розміри елементів НВІС порядку 0,1–0,2 мкм стають межею на шляху подальшої мікромініатюризації ІМС і для подального прогресу в цій галузі доведеться відшукувати принципово нові шляхи, відмінні від традиційних.

### **1.7.3. Плівкова технологія**

Іншим напрямом розвитку технології мікроелектроніки є **плівкова технологія**, при якій елементи, що складають радіоелектронну схему, створюються на поверхні діелектричної пластинки шляхом нанесення на неї провідних, напівпровідниковых і діелектричних плівок. Плівкова технологія поділяється на товстоплівкову та тонкоплівкову.

За товстоплівковою технологією на поверхню керамічної пластинки через відповідні трафарети наноситься паста, яка потім впалається в кераміку, утворюючи плівки товщиною 15...70 мкм. Залежно від складу пасті в такий спосіб виготовляють або металеві з'єднувальні смужки-проводники, або резистори. Ємності виготовляють, наносячи послідовно шари металу, діелектрика й знову металу. Індуктивності можна зробити у вигляді провідної смужки, якій надано форму плоскої спіралі. Звичайно, при таких малих розмірах, які необхідні в мікросхемах, такі індуктивності та ємності можуть мати лише дуже малу величину.

За тонкоплівковою технологією потрібний матеріал на поверхню керамічної або скляної пластинки наносять через трафарет (маску) напилюванням у високому вакуумі у формі плівок товщиною, меншою від 1 мкм. З'єднувальні провідники виготовляють з алюмінію, міді, золота; резистивні шари створюють плівками хрому, ніхрому, танталу. Конденсатори виготовляють почерговим напиленням металевих і діелектричних плівок. За цією технологією окремі елементи можуть мати розміри в одиниці мікрометра, що значно менше розмірів елементів, які отримують за товстоплівковою технологією.

Основний недолік плівкової технології полягає в тому, що в такий спосіб поки що не вдається створювати активні елементи більш-менш задовільної якості. Тому активні елементи для плівкових мікросхем зазвичай виготовляють у вигляді навісних безкорпусних транзисторів, діодів чи напівпровідниковых мікросхем. Такі мікросхеми з навісними активними елементами називають **гібридними інтегральними мікросхемами** (ГІС).

Оскільки тонкоплівкова технологія досить зручна для виготовлення пасивних елементів мікросхем, а планарна (напівпровідни-

## Основи радіоелектроніки

кова) дозволяє успішно створювати активні елементи, їх іноді об'єднують. Інтегральні мікросхеми, виготовлені в такий спосіб, називають суміщеними<sup>17</sup>.

Як було розглянуто вище, планарна технологія вимагає дорогого спеціального обладнання та висококваліфікованого персоналу. Тому процес проектування та технологічної підготовки до виготовлення напівпровідниковых IMC стає рентабельним лише за умови випуску дуже великих серій виробів (не менше кількох мільйонів).

На відміну від планарної технології, плівкова та гібридна технології більш прості та мобільні, виробництво гібридних IMC доступне більшості підприємствам. Плівкова технологія є рентабельною й при виготовленні невеликих і середніх серій; її застосовують зазвичай там, де потрібно швидко та оперативно змінювати асортимент IMC, що виготовляються.

### 1.7.4. Деякі особливості технології виготовлення інтегральних мікросхем

За планарної технології (п. 1.7.1) колектор біполярного транзистора утворюється з тієї частини напівпровідникової підкладки, якої не торкнувся технологічний процес. Однак в інтегральній мікросхемі подібна ситуація неприпустима, оскільки колектори всіх транзисторів мікросхеми виявилися б сполученими між собою через спільну підкладку. Тому в IMC необхідно передбачити ізоляцію колектора кожного транзистора від підкладки, на якій він (транзистор) вирощений. Найпростішим шляхом до цього є застосування потрійної дифузії при виготовленні  $n-p-n$ -транзистора на  $p$ -провідній кремнієвій підкладці. Першим вирощується  $n$ -шар, який слугуватиме колектором (рис. 1.68). Потім послідовно вирощують  $p$ -провідну базову область та  $n^+$ -провідну область емітера. При

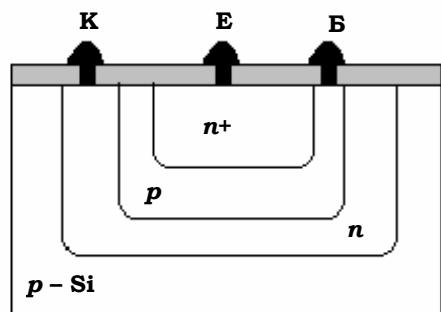


Рис. 1.68

<sup>17</sup> Зауважимо, що й при планарній технології методи плівкової технології застосовують для виготовлення контактних площин, з'єднувальних провідників і затворів у МОН-транзисторах, а також у так званій епітаксіальній технології, про яку йтиметься далі.

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

експлуатації до підкладки треба приклести від'ємний щодо колектора потенціал, щоб на межі підкладки та колектора утворився непровідний запірний шар, який забезпечує їх електричну ізоляцію.

Однак транзистори, виготовлені методом потрійної дифузії, мають певні недоліки. У структурі, зображеній на рис. 1.68, колекторний *p*-шар, який формується на етапі першої дифузії, виявляється неоднорідним: концентрація домішок зростає від донної області до поверхні. Тому на межі з базовим шаром концентрація домішки буде дуже великою, а пробивна напруга колекторного переходу – порівняно низькою. До того ж, процес потрійної дифузії складний і довготривалий, тому звичай застосовують дещо інший шлях виготовлення транзистора.

Спочатку на поверхню *p*-проводідної підкладки з газової фази нарощується так званий *епітаксіальний* монокристалічний шар *n*-проводідного кремнію товщиною 10–15 мкм, кристалічна структура якого є продовженням кристалічної структури підкладки (рис. 1.69, *a*). Тим самим створюється *p-n-p*-перехід, котрий надалі ізольуватиме транзистор від підкладки. Далі, описанім вище методом дифузії, за периметром майбутнього транзистора в епітаксіальному шарі створюється *p*-область, яка повинна "прорости" через цей шар і зімкнутися з *p*-проводідною підкладкою (рис. 1.69, *б*). У результаті утворюється "острівець" з *n*-проводідністю, оточений з усіх боків *p*-проводідним кремнієм. У цьому островіку, який називають *кишенею*, відомим вже способом вирощують біполярний і *n-p-n*-транзистор (рис. 1.69, *в*). Далі потрібно турбуватися лише про те, щоб потенціал підкладки завжди був негативнішим щодо потенціала колектора будь-якого з транзисторів інтегральної мікросхеми. Так само – виміщенням у кишені – ізольуються й пасивні елементи IMC.

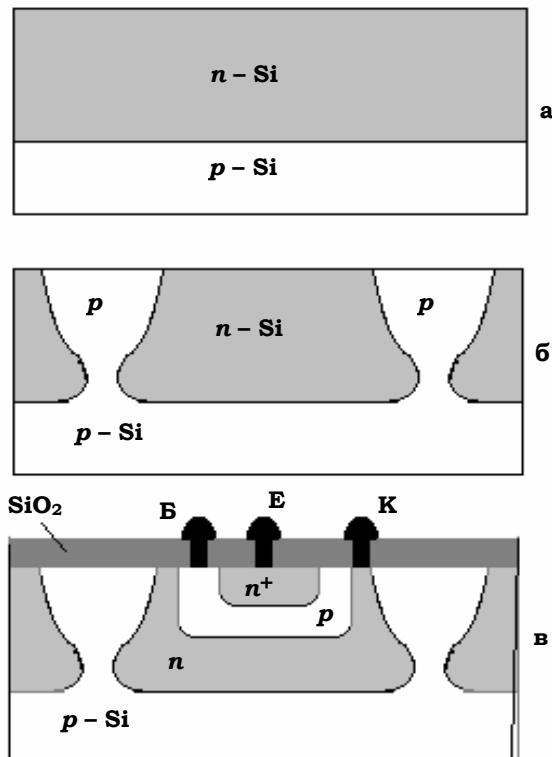


Рис. 1.69

## Основи радіоелектроніки

В інтегральних схемах на МОН-транзисторах проблем з ізоляцією не виникає, оскільки кожний МОН-транзистор – його виток, стік і канал, яким притаманний інший закон провідності ніж підкладці, – вже "відгороджений" від неї запертым  $p-n$ -переходом. Це одна з істотних переваг інтегральних мікросхем на МОН-транзисторах.

Немає проблем з ізоляцією елементів і у плівкових IMC, оскільки всі її елементи вирощують на підкладках з ізоляційного матеріалу – скла або кераміки. Ідея створення елементів IMC на діелектричних підкладках виявилась дуже плідною й при планарній технології, коли навчились вирощувати епітаксіальні шари кремнію на кристалічних діелектричних матеріалах, наприклад, на сапфірі. Кристалічна структура сапфіру, який сам є добрым діелектриком, дуже подібна до структури кремнію, і вирощування на ній епітаксіального шару виявляється цілком можливим (рис. 1.70, а). Потім в утвореному шарі кремнію витравляють канавки, які досягають самої поверхні сапфіру (рис. 1.70, б). Утворюються ізольовані островці – кишені, в яких вирощують  $n-p-n$ -транзистори (рис. 1.70, в).

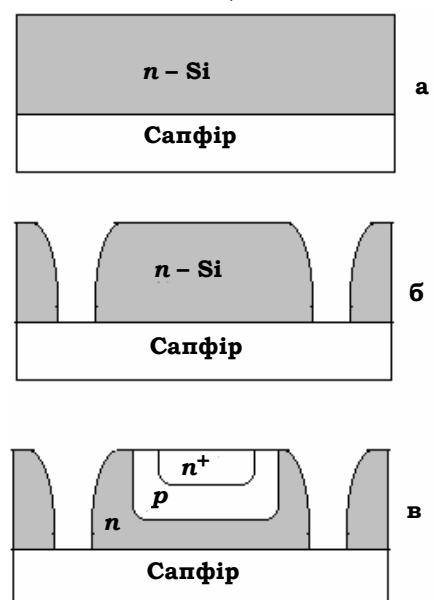


Рис. 1.70

На сьогодні вже є спроби вирощувати епітаксіальні плівки кремнію на алмазі, кристалічна структура якого також близька до структури кремнію. Окрім високих діелектричних властивостей, алмазу притаманна унікальна теплопровідність – уп'ятеро більша за теплопровідність міді. Це дуже важлива характеристика, оскільки відведення тепла є однією з причин, що обмежують мінімальні розміри елементів IMC. Застосування алмазних підкладок сприятиме вирішенню проблеми подальшого зменшення розмірів як окремих елементів IMC, так і самих інтегральних схем у цілому.

Іншою істотною особливістю технології виготовлення мікросхем є те, що всі елементи IMC створюються в єдиному технологічному процесі. Скажімо, усі резистори плівкової IMC виготовляють одночасно і, отже, мають однакову товщину та одинаковий питомий опір матеріалу. Відрізнятися вони можуть лише довжиною і шириною шару, за рахунок чого й мають різний опір. Або ж у IMC, виготовленій за пла-

## **Розділ 1. Напівпровідникові прилади**

---

нарною технологією, робочий шар резистора вирощується водночас з базовим шаром транзистора й тому має ті самі електрофізичні параметри. Інакше кажучи, при виготовленні пасивних елементів IMC вільність вибору значно менша, ніж при конструкції таких схем з дискретних деталей. В IMC параметри пасивних елементів можна варіювати головним чином лише їх конфігурацією, тобто їх довжиною та шириною, а не товщиною шарів і електрофізичними властивостями матеріалу. Отже, номінали елементів IMC виявляються значною мірою пов'язаними між собою та обмеженими за своїми значеннями. Наприклад, розглядаючи принципову схему будь-якої IMC, можна переконатися, що опір резисторів у ній зазвичай лежить у межах  $10^3$ – $10^5$  Ом. У схемах IMC відсутні мегаомні опори, немає також конденсаторів ємністю вище кількох тисяч пікофарад. Відсутні котушки індуктивності і, зрозуміло, трансформатори. Ці обмеження визначають специфіку схемотехніки IMC: при їх конструкції намагаються знайти такі рішення, щоб елементи схеми не виходили за межі номіналів, прийнятних щодо технології. Коли ж застосування елемента з особливим "нетехнологічним" номіналом все ж виявляється неминучим, то шукають таке рішення, яке дозволило б "змоделювати" такий елемент схемотехнічними методами, або ж використовують зовнішні навісні компоненти та деталі.

### **1.7.5. Наслідки появи мікроелектроніки**

З появою інтегральних мікросхем була вирішена кризова ситуація в радіоелектроніці, що стала назрівати наприкінці 50-х – початку 60-х рр. Справа в тому, що протягом всього попереднього періоду розвиток радіоелектроніки відбувався екстенсивно: шляхом нарощуванням складності приладів і пристройів, прямим збільшенням кількості деталей в їх схемах, приблизно на порядок за кожне десятиріччя. У результаті за вказаній термін кількість деталей у найбільш складних на той час приладах (наприклад, у електронно-обчислювальних машинах) сягала вже десятків і навіть сотень тисяч. Наприклад, дуже досконала на той час ЕОМ другого покоління типу БЭСМ-6, що вимагала для свого розміщення площину в сотню квадратних метрів, вживала кілька десятків кіловатів електроенергії та коштувала десятки мільйонів карбованців.

Проте найсерйознішою проблемою є забезпечення надійності, тобто безвідмовної роботи протягом тривалого часу, що завжди є основною вимогою до будь-якого пристроя чи системи. Кожний елемент або де-

## **Основи радіоелектроніки**

---

таль, взяті окремо, можуть мати високий ступінь надійності, однак при їх об'єднанні надійність системи знижується пропорційно до кількості елементів. Нехай, наприклад, окрема деталь має середній термін безвідмовної роботи 100 років, тобто середня частота відмов дорівнює  $10^{-6}$  год $^{-1}$  (рік містить приблизно  $10^4$  год). Але оскільки частота відмов окремих деталей підсумовується, то період безвідмовної роботи пристрою, який складається з кількох сотень тисяч подібних деталей, становитиме лише кілька годин, тобто даний пристрій є практично непрацездатним. Боротьба за підвищення якості та надійності радіодеталей дала певні результати, проте стало очевидним, що колишній екстенсивний шлях розвитку радіоелектроніки є безперспективним.

Вирішення вищеперелічених проблем стало можливим завдяки мікроелектроніці, яка на той час тільки робила перші кроки. Інтегральні мікросхеми виявилися здатними виконувати ті самі функції, що й електронні пристрой, зібрани з дискретних деталей, але при цьому вони були на кілька порядків менше за вагою, габаритами, енергоспоживанням і вартістю. Що ж до надійності, то як показала практика, мікросхеми, виготовлені за добре відпрацьованою технологією, мають приблизно таку саму надійність, як і окрема дискретна радіодеталь. Висока надійність ІМС забезпечується високою чистотою вихідних матеріалів, їх фізико-хімічною сумісністю, груповим характером і суворим контролем параметрів технологічного процесу, а також мінімальним застосуванням ручної праці.

Як показник надійності зазвичай приймають гарантований час безвідмовної роботи. У більшості випадків він для окремої ІМС становить не менше  $10^4$  год. Вважається, що ймовірність безвідмовної роботи за цей термін має становити 0,999. Отже, частота відмов ІМС середнього ступеня інтеграції (СМС) є величиною порядку  $10^{-7} \dots 10^{-8}$  год $^{-1}$ . На основі СМС були створені ЕОМ третього покоління, а на основі ВІС і НВІС – четвертого. Сучасна персональна ЕОМ, яку можна віднести до четвертого або п'ятого покоління, за своїми можливостями лише не набагато поступається згадуваній вище БЭСМ-6, хоча її розміри, енергоспоживання та вартість набагато менші відповідних параметрів БЭСМ-6. Щодо надійності подібних персональних ЕОМ, то вона приблизно така сама, як у інших побутових радіоелектронних пристріїв (телевізорів, радіопрограмувачів тощо), що відповідає частоті відмов порядку одного разу за кілька років.

Створення інтегральних мікросхем може бути яскравим прикладом того, як поодинокий і, здавалося б, суто спеціальний винахід або вдосконалення здатні привести до радикальних змін у обрисі цілого техніч-

## **Розділ 1. Напівпровідникові прилади**

---

ного напряму та галузі промисловості, викликати великі соціальні наслідки та навіть накласти певний відбиток на розвиток цивілізації.

Поява мікроелектронної технології змінила насамперед обрис самої радіоелектронної промисловості. Кропітка та малокваліфікована праця сотень тисяч складальників-монтажників радіосхем була замінена високопродуктивною та висококваліфікованою роботою небагатьох операторів на технологічних лініях з виготовлення ІМС. Різко скоротилася собівартість складних радіоелектронних пристройів, їх вага та розміри при одночасному зростанні їх надійності. Все це зробило можливим масове виготовлення та застосування радіоелектронних пристройів, які раніше випускалися лише як коштовні унікальні вироби, або взагалі були недоступні для виготовлення та придбання.

Прикладом можуть бути персональні ЕОМ, які тепер стали предметом масового виробництва. Заснована на ІМС "інтелектуальна" автоматика широко проникає в промисловість (наприклад, станки із цифровим керуванням, обробляючі центри), підвищуючи продуктивність і змінюючи умови роботи на підприємствах різноманітного профілю. Електронна автоматика входить і в наші оселі у вигляді побутової електро- та радіоапаратури нового покоління (наприклад, пральних машин з програмним керуванням), полегшуєчи домашню працю й зберігаючи сили та час для іншої більш інтелектуальної діяльності. Широке застосування електронно-лічильних машин у науці, виробництві та керуванні незмірно розширює інтелектуальні можливості людини й відкриває нові шляхи для комунікації та обміну інформацією. Передбачити соціальні та культурні наслідки цього процесу дуже важко.

Винахід ІМС здебільшого нагадує винахід книгодрукування 500 років тому. І те й друге виникло як результат об'єднання окремих розрізнених елементів у певні цілісні блоки. Підготовка до виробництва ІМС подібна підготовці книги до видання й вимагає великих інтелектуальних зусиль на складання, проектування та матеріальних витрат на технологічну підготовку. Зате вже на стадії виробництва можливе тиражування ідентичних виробів у необмежених кількостях. Більше того, як видання книги, так і виробництво ІМС себе виправдовує й окупває лише при їх масовому виробництві та великих серіях.

Подібні також і соціальні наслідки вищенаведених винаходів. Сприяючи вдосконаленню засобів виробництва та інтенсифікації обміну інформацією, вони приводять кінець-кінцем до нового витку розвитку цивілізації, зумовленого можливістю якісного підвищення матеріального, інтелектуального та культурного рівня всього людства.

**КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Перелічіть технологічні етапи виготовлення біполярних  $n-p-n$ -транзисторів за планарною технологією. Поясніть зміст терміну "планарний".
2. Перелічіть технологічні етапи виготовлення МОН-транзистора з вбудованим  $n$ -каналом.
3. У чому полягає різниця в технології застосування негативного та позитивного фоторезистів?
4. Які переваги дає груповий метод виготовлення транзисторів?
5. Дайте визначення інтегральної мікросхеми (ІМС) і поясніть зміст слів "інтегральна" та "мікросхема".
6. Як можна виготовити пасивні елементи ІМС (резистори, ємності, сполучальні провідники) методами планарної технології?
7. Дайте класифікацію сучасних ІМС за ступенем їх інтеграції.
8. Які мінімальні розміри елементів досягнуті в сучасних НВІС?
9. Якими фізичними процесами визначається межа подальшого зменшення розмірів елементів у НВІС?
10. Відомо, що деякі елементи ІМС неможливо виготовити методами мікроелектронної технології. Що робити в таких випадках? Наведіть приклади.
11. У чому полягає різниця між товстоплівковою та тонкоплівковою технологіями виготовлення ІМС?
12. Що таке гібридна інтегральна мікросхема (ГІМС)?
13. У яких випадках доцільно застосовувати планарну технологію виготовлення ІМС, а коли плівкову та гібридну?
14. Як ізолюють елементи напівпровідникової інтегральної мікросхеми від її підкладки?
15. Чому в ІМС на МОН-транзисторах не виникає проблеми ізоляції транзисторів від підкладки?
16. У чому полягає перевага епітаксіальної технології виготовлення ІМС порівняно з методом потрійної дифузії?
17. Чому для виготовлення планарних ІМС на діелектричних підкладках бажано застосовувати сапфір? Якими були б основні переваги, якщо як підкладку вдалось б застосувати алмаз?
18. Які схемотехнічні особливості ІМС зумовлені специфікою інтегральної технології?
19. Які проблеми радіоелектроніки вдалось вирішити завдяки появи ІМС?
20. Як змінився обрис радіоелектронної промисловості з появою мікроелектронних технологій?
21. Які соціальні наслідки появи інтегральних мікросхем?

## 1.8. ПОНЯТТЯ ПРО ОПТОЕЛЕКТРОНІКУ

Під назвою "**оптоелектроніка**" розуміють галузь електроніки, яка вирішує проблему одночасного використання електричних і оптичних сигналів для обробки, передачі та збереження інформації. Справа в тому, що в багатьох випадках виявляється необхідним і зручним вводити в лінії зв'язку ділянки, на яких передача інформації здійснювалася б не у вигляді електричних, а у вигляді оптичних (світлових) сигналів. Наприклад, при роботі з радіоелектронними вимірювальними приладами або з електронно-обчислювальними машинами, де інформацію, яку читає оператор, для зручності зазвичай виводять у вигляді світлових сигналів – світіння сигнальних ламп, світлових табло, світних цифрових індикаторів, дисплеїв тощо.

І навпаки, при роботі зі світловими сигналами часто на певному етапі виникає необхідність перетворення їх на електричні. Подібні задачі виникають у багатьох фізичних експериментах, у системах автоматики та контролю, коли первинну світлову інформацію потрібно ввести для обробки в радіоелектронні пристрої.

Основними елементами змішаних оптико-електронних систем є пристрой для перетворення сигналів одного виду на інший. Прилади, які перетворюють світлові сигнали на електричні називають **фотоприймачами**, а ті, що виконують обернене перетворення – **випромінювачами світла**. При цьому, як правило, під оптоелектронними приладами розуміють малогабаритні напівпровідникові прилади, а під світлом – електромагнітне випромінювання ультрафіолетового, видимого та інфрачервоного діапазонів у межах довжин хвиль від 0,2 до 50 мкм.

### 1.8.1. Фотоприймачі

В основі роботи всіх фотоприймачів лежить фізичне явище внутрішнього фотоефекту, суть якого полягає в тому, що при русі кванта світла в напівпровіднику, він може бути поглинутим одним з атомів кристалічної гратки. У результаті від атома відриветься один з валентних електронів, а в місці поглинання кванта виникнуть вільний електрон і дірка<sup>18</sup>. Для цього, однак, необхідно, щоб енергія кванта була більшою за

---

<sup>18</sup>Фотоефект називають внутрішнім, оскільки вивільнені електрони залишаються всередині напівпровідника, тоді як при зовнішньому фотоефекті вони залишають напівпровідник і йдуть у навколошній простір.

## Основи радіоелектроніки

енергію активації даного напівпровідника:  $h\nu \geq \Delta E$ , тобто більше тієї енергії, котра необхідна для вивільнення валентного електрона.

Наприклад, для кремнію  $\Delta E = 1,12$  еВ, отже внутрішній фотоефект спроможний викликати лише ті фотони, довжина хвилі яких коротша 1,1 мкм. Для германію такою межею буде довжина хвилі 1,84 мкм, а для широко застосованого в оптоелектронних пристроях з арсеніду гелію та твердих розчинів на його основі "червона межа" становить 0,6–0,9 мкм.

Утворені внаслідок внутрішнього фотоефекту вільні електрони та дірки збільшують електропровідність напівпровідника, опромінюваного світлом. Саме на цьому заснована робота фоторезистора, схематичне зображення якого подано на рис. 1.71, а. Основою фоторезистора є напівпровідниковий фоточутливий шар, який може являти собою монокристалічну або полікристалічну пластинку, або полікристалічну плівку (1), нанесену на діелектричну підкладку (2). На поверхню фоточутливого шару нанесено металеві електроди (3).

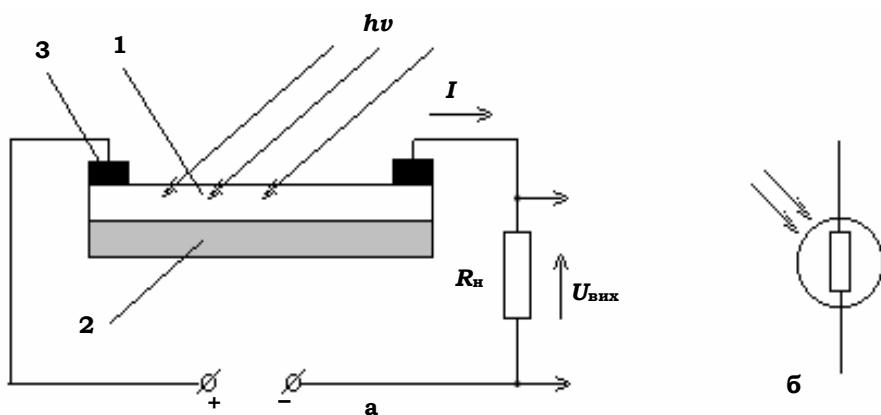


Рис. 1.71

За відсутності освітлення фоторезистор має досить великий темновий опір, порядку  $10^4$ – $10^6$  Ом. При опроміненні світлом опір фоторезистора зменшується й струм крізь нього зростає, що може бути зареєстровано як збільшення вихідної напруги на навантажувальному опорі  $R_H$ .

Спектральна чутливість фоторезисторів залежить від матеріалу, з якого вони виготовлені. Скажімо, у фоторезисторів, виготовлених з CdS, максимум чутливості припадає на  $\lambda = 0,5$  мкм (видиме зелене світло), а у фоторезисторів з PbS максимум чутливості лежить у інфрачервоному діапазоні в області  $\lambda \approx 2$  мкм.

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

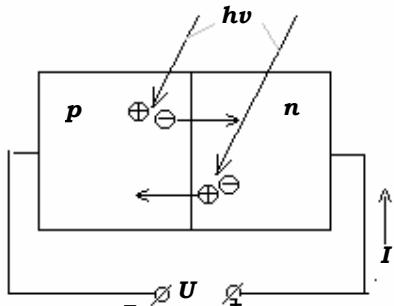


Рис. 1.72

діовін дорівнює здебільшого кільком десяткам мікроамперів, у кремнієвих – одиницям мікроамперів.

При опроміненні світлом кванти, які поглинаються, створюють в об'ємі напівпровідника електронно-діркові пари. Електрони, що утворилися в *p*-області, і дірки, утворені в *n*-області, виявляються там неосновними носіями. У процесі свого дифузійного руху (якщо вони зародилися не надто далеко від межі переходу) ці неосновні носії можуть потрапити на межу переходу, екстрагуватись наявним там полем і дати відчутну добавку  $I_\Phi$  до наскрізного струму  $I_0$ , який тече крізь переход. Фотострум  $I_\Phi$  майже не залежить від напруги, прикладеної до переходу, і пропорційний величині світлового потоку  $\Phi$ .

Реальний прилад, який працює за цим принципом називають **фотодіодом**. Його умовне зображення показано на рис. 1.74. Фотодіодам притаманна досить висока чутливість, яка вимірюється в міліамперах на люмен. У деяких зразків фотодіодів з германію ця чутливість сягає  $20\text{--}30 \text{ mA/lm}$ .

Інерційність фотодіодів визначається часом дифузії неосновних носіїв від місця їх утворення до межі *p-n*-переходу й дорівнює одиницям мікросекунд. В особливо малоінерційних фотодіодах ця величина може бути зменшена до  $10^{-9}\dots10^{-10} \text{ с}$ .

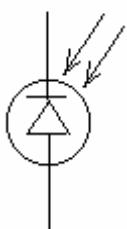


Рис. 1.74

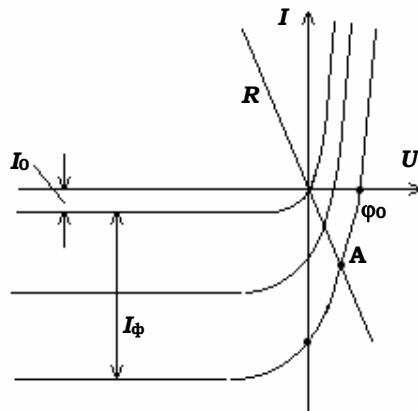


Рис. 1.73

## Основи радіоелектроніки

Удосконаленням фотодіода може вважатися фототранзистор. Це звичайна тришарова  $p-n-p$ - (або  $n-p-n$ ) структура, у котрій світловим потоком опромінюється запертий колекторно-базовий переход (рис. 1.75, а). База при цьому може залишатися вимкненою. Фотострум  $I_\Phi$  (сумісно зі струмом  $I_0$ ) тепер виконує роль некерованого зворотного струму  $I_{KBO}$ , запертого колекторного переходу. Особливості роботи транзистора з вимкненою базою були досить ґрунтовно розглянуті вище в підрозд. 3.5, де було показано, що наскрізний струм через транзистор при подібному ввімкненні дорівнює  $\frac{I_{KBO}}{1-\alpha}$ , і майже в  $\beta$  разів більший за струм  $I_{KBO}$ , яким він і зумовлений. Тому й у фототранзисторі слід чекати підсилення в  $\beta \approx h_{21E}$  разів наскрізного струму  $I$  порівняно із фотострумом  $I_\Phi$ .

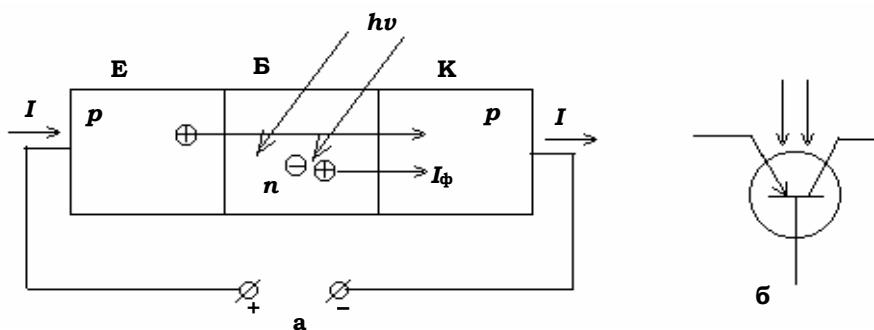


Рис. 1.75

Особливо цікавою є робота фотодіода в режимі, що відповідає четвертому квадранту рис. 1.73. В окремому випадку, при розриві кола живлення та роботі в режимі холостого ходу на фотодіоді виникає електрорушійна сила  $\Phi_0$ , величиною в кілька десятих вольта. Причина її появи в тому, що створювані світлом неосновні носії дифундуєть до  $p-n$ -переходу та екстрагуються його електричним полем. У  $n$ -області накопичуються надлишкові електрони, а в  $p$ -області – надлишкові дірки. У результаті обидві області додатково заряджаються:  $n$ -область стає більш негативною, а  $p$ -область – більш позитивною. Це призводить до зниження контактної різниці потенціалів між  $p$ - та  $n$ -областями та появи фото-ЕРС.

При короткому замиканні фотодіода в його колі потече струм  $I_{K3}$ , а при ввімкненні замість джерела живлення  $U$  навантажувального опору  $R$ , через останній протікатиме струм  $I < I_{K3}$  і виділиться напруга

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

$IR < \phi_0$ . Такий режим відповідає точці A, утвореній перетином ВАХ фотодіода з прямою лінією, нахил якої визначається величиною опору R. Фотодіод стає джерелом потужності  $I^2R$ , яка генерується за рахунок прямого перетворення енергії світлового потоку на електричну. Це явище називається **фотогальванічним ефектом**, а режим роботи фотодіода – **фотогальванічним** або **вентильним**.

Фотодіоди у вентильному режимі використовують як автономні (тобто такі, що не потребують джерел живлення) пристрой для реєстрації та вимірювання світлового потоку (наприклад, в автоматичних експонометрах фотоапаратів), а також як силові джерела живлення, які перетворюють енергію сонячного світла на електричну. В останньому випадку їх називають **сонячними елементами** і використовують там, де отримати електричну енергію іншими способами неможливо.

Наприклад, сонячні елементи стали основним джерелом електро-живлення бортової апаратури космічних літальних апаратів, штучних супутників Землі, орбітальних станцій. Теоретично досяжний к.к.д. сонячних батарей становить 30–40 %, однак поки що одержано значення лише порядку 10–12 %.

Оскільки густота потоку сонячного випромінювання становить близько  $1,4 \text{ кВт}/\text{м}^2$ , сонячні елементи здатні з  $1 \text{ м}^2$  корисної площини давати потужність у 150–200 Вт. Сонячні елементи виявилися настільки ефективними пристроями, що навіть існує проект створення на їх основі космічних електростанцій, які б передавали вироблену ними енергію на Землю у вигляді вузькоспрямованих потоків радіохвиль.

### 1.8.2. Випромінювачі світла

Оберненим явищем до внутрішнього фотоefекту є випромінювання кванта світла при рекомбінації вільного електрона та дірки. Дійсно, при рекомбінації має виділитися енергія, що дорівнює енергії активації атомів напівпровідника, яка визначає частоту та довжину хвилі випромінювання, що виникає:

$$\lambda = \frac{c}{v} \approx \frac{ch}{\Delta E}.$$

Звичайно, не кожний акт рекомбінації завершується народженням фотона, наприклад, у германію та кремнію великою є ймовірність того, що при рекомбінації енергія буде передана безпосередньо атомам ґратки (безвипромінювальний перехід). Але в деяких напівпровідни-

## Основи радіоелектроніки

ках імовірність народження фотона наближається до 100 %, що може бути використано для створення дуже ефективних джерел світла.

Задача полягає лише в тому, щоб утворити в об'ємі напівпровідника достатньо високу концентрацію неосновних носіїв. Найпростіший і вже знайомий нам шлях до цього – інжекція неосновних носіїв пропусканням струму через відкритий  $p-n$ -перехід (рис. 1.76, а). Світіння, що при цьому виникає, називають **електролюмінісценцією** (точніше, інжекційною електролюмінісценцією) і є основою роботи напівпровідникових випромінювачів світла – світлодіодів.

Світлодіод являє собою кристал арсеніду галію GaAs, фосфіду галію GaP, карбіду кремнію SiC або інших складних напівпровідників. Спеціальною обробкою в кристалі створюється  $p-n$ -перехід. Далі кристал встановлюють у герметичний корпус з виводами та прозорим вікном у формі лінзи, яка концентрує випромінюваний світловий потік. Умовне зображення світлодіода показано на рис. 1.76, б. Залежно від складу напівпровідника світіння світлодіода може бути зеленим, жовтим, червоним або лежати в області інфрачервоних хвиль. Інерційність світлодіодів мала й може бути доведеною до десятків і навіть одиниць наносекунд.

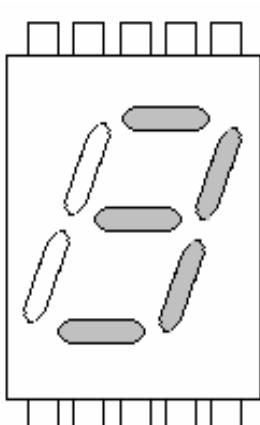


Рис. 1.77

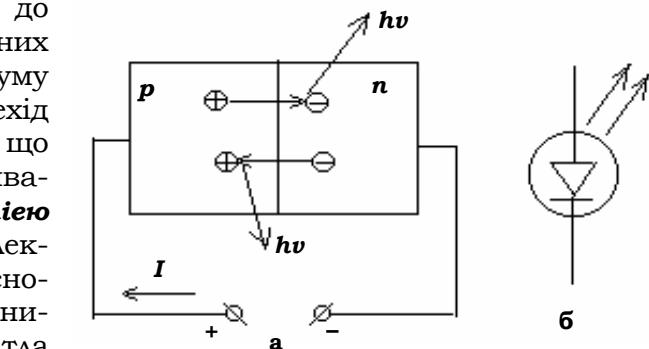


Рис. 1.76

Світлодіоди використовують як сигнальні лампочки, з них можна зібрати матриці та панелі для висвітлювання знаків і цифр. Дуже поширені семисегментні цифрові індикатори (рис. 1.77), на яких відповідною комутацією мініатюрних світлодіодів видовженої форми можна висвітлювати цифри та літери. Такі індикатори застосовують, наприклад, у мікрокалькуляторах, електронних годинниках, цифрових радіовимірювальних пристроях.

При акті рекомбінації кожний електрон видає короткий імпульс випромінювання незалежно від усіх інших електронів, які також рекомбінують. Фази коливань у цих імпульсах аж ніяк між собою не пов'язані, тому випромінювання буде некогерентним. Когерентне випромінювання вдається отримати в пристроях, які називаються **напівпровідниковими лазерами**. Схематичне зображення такого лазера дано на рис. 1.78.

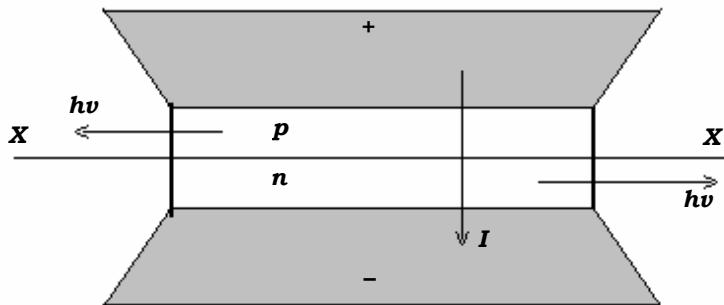


Рис. 1.78

Напівпровідниковий лазер – це кристал міліметрових розмірів з арсеніду галію або інших подібних напівпровідників з  $p$ - $n$ -переходом. Кристал щільно затиснуто між струмопровідними електродами, які водночас служать і для відведення тепла, що виділяється в кристалі. Необхідною умовою роботи лазера (на відміну від звичайного світлодіода) є інверсія заселеності енергетичних рівнів, при якій кількість частинок у збудженному стані перевищує кількість незбуджених. У даному випадку це означає, що концентрація вільних електронів (і дірок) має перевищувати концентрацію незбуджених атомів напівпровідника, які утримують "при собі" свої валентні електрони. Така висока концентрація неосновних носіїв може бути створена лише за дуже великих густин струму інжекції – порядку  $10^3 \text{ A/cm}^2$  і вищих.

За наявності інверсної заселеності квант світла, який виник у напівпровіднику, матиме більшу ймовірність викликати рекомбінацію одного з вільних електронів, ніж бути поглиненим незбудженими атомами ґратки. При цьому випромінюється новий квант, який має ті самі частоту, фазу, поляризацію та напрямок руху, як і квант, що його породив, тобто буде когерентним з ним. Подібне явище, коли один квант "допомагає" народженню іншого, називають **вимушеним випромінюванням**, і саме на цьому ґрунтуються робота всіх лазерів. Квант, що виник, може викликати нові акти вимушеної випромінювання, тому описаний процес має тенденцію розвиватися лавиноподібно, приводячи до висвітлювання все нових і нових квантів. Імовірність того, що квант світла виклике акт вимушеної випромінювання, пропорційний часу взаємодії кванта з інверсно-заселеним середовищем. Тому з метою збільшення тривалості цієї взаємодії бічні грані кристала роблять плоскопаралельними, так щоб кристал у напрямку осі  $XX$  являв собою оптичний резонатор. Кванти світла, багаторазово відбиваючись від бічних граней, перебувають в об'ємі кристала до-

## **Основи радіоелектроніки**

---

сить тривалий час і сприяють зростанню лавинних квантів. Накопичене в об'ємі кристала випромінювання потроху витікає через напівпрозорі бічні грані в напрямку осі ХХ.

Основна складність при здійсненні успішної роботи напівпровідникового лазера – це велика густина граничних струмів, починаючи з яких досягається інверсна заселеність, і випромінювання стає когерентним. Ці струми викликають сильне нагрівання кристала, охолодити його не вдається навіть за допомогою щільно притиснутих до нього масивних електродів. Тому в більшості випадків вдається реалізувати лише імпульсну роботу подібних лазерів, коли імпульси струму чергуються з тривалими паузами, протягом яких кристал охолоджується.

Більшість напівпровідниковых лазерів працює в ІЧ діапазоні та довгохвильовій частині видимого діапазону. Коефіцієнт корисної дії напівпровідниковых лазерів може сягати 50–70 %, що набагато більше, ніж у лазерів інших типів. Проте, зважаючи на мініатюрні розміри кристала, абсолютні потужності випромінювання невеликі й становлять зазвичай частки ватів.

### **1.8.3. Оптрон**

**Оптрон** – це оптоелектричний напівпровідниковий прилад, який складається з випромінювача світла та фотоприймача, між якими встановлено оптичний зв'язок. Самі ж випромінювач і фотоприймач електрично ізольовані один від одного. Поєднання випромінювача світла та фотоприймача в одному приладі – оптроні – також ще називають **оптоелектронною парою**. Як випромінювачі зазвичай застосовують світлодіоди; фотоприймачами можуть бути фоторезистор, фотодіод або фототранзистор (рис. 1.79). Імпульс струму  $i_1$  через світлодіод спричиняє світловий імпульс, який створює пропорційний йому імпульс струму  $i_2$  у колі фотоприймача.

Основне призначення оптронів – створення електричної розв'язки на шляху передачі сигналу, тобто здійснення передачі сигналу з одного електричного кола в інше, але без їх безпосереднього електричного з'єднання. Прикладом необхідності подібної розв'язки може бути потреба у розв'язанні такої задачі: вимірюти слабкий (порядку кількох міліамперів) імпульс струму в провіднику, який перебуває під високою напругою в кілька десятків кіловольтів. Пряме приєднання вимірювальних приладів до цього провідника неприпустиме через правила техніки безпеки.

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

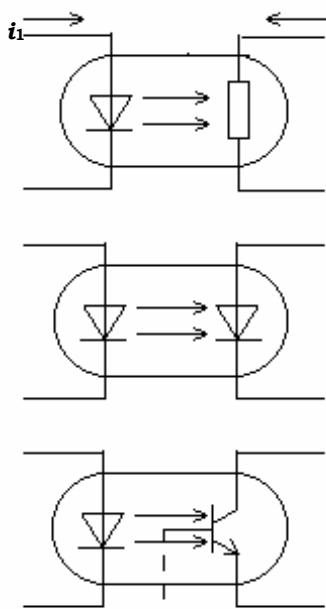


Рис. 1.79

Задача легко розв'язується застосуванням оптоелектронної пари (рис. 1.80), в якій струм  $i_1$ , що підлягає вимірюванню, пропускається через світлодіод  $D_1$ , а утворений світловий імпульс вловлюється й перетворюється знову на електричний сигнал фотодіодом  $D_2$ . Відстань між діодами можна зробити досить великою, щоб задовільнити вимоги техніки безпеки; а щоб світло не розсіювалося в боки, воно пропускається по світловоду – стерженцю з прозорого матеріалу з великим коефіцієнтом заломлення, де світло поширяється шляхом повного внутрішнього відбиття від стінок.

Наведений приклад є одним з багатьох, коли застосування розв'язки через оптрон дозволяє досить просто розв'язати здавалося б нерозв'язану задачу спільногопровідника для різних частин електричної системи. Інша галузь застосування оптронів – розв'язка в колах електронно-обчилувальних машин, коли через небезпеку взаємних завад і наведень ці кола не можуть бути електрично сполученими між собою.

Широко застосовують оптронні пари також і в автоматиці, де вони слугують безконтактними датчиками інформації про просторове положення об'єктів, які впливають на хід світлового променя від джерела світла до фотоприймача. Потрапляючи в промінь світла та затіняючи його, відбиваючи або не відбиваючи світловий промінь, рухомий предмет створює електричний сигнал у колі фотоприймача. Далі цей сигнал підсилюється й приводить у дію відповідні виконуючі сервомеханізми. Такого роду пристрой досить численні: вони можуть лічити кількість людей, які проходять повз датчик, кількість рухомих предметів на конвеєрі, вибрakovувати деталі залежно від їх розмірів і забарвлення, працювати в системах захисту від потрапляння предметів або людей у небезпечні зони.

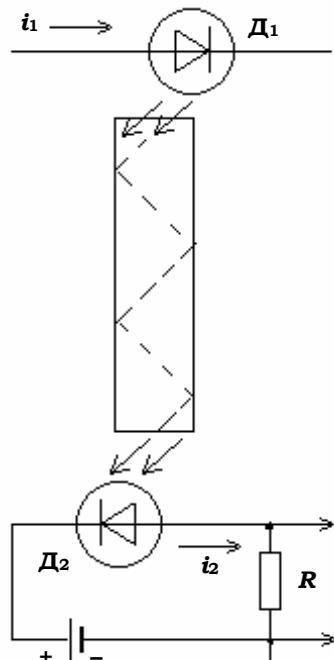


Рис. 1.80

## **Основи радіоелектроніки**

---

Особливого значення останнім часом набули оптоелектронні системи передачі інформації у зв'язку з удосконаленням технології виготовлення світловодів малого перерізу. Такий світловод являє собою тонку кварцову нитку діаметром у кілька десятків мікронів, оточену оболонкою з речовини з меншим коефіцієнтом заломлення. Подібні волокна стійкі до розтягу та скручування; світло в них може поширюватися з малим згасанням (порядку 1 dB/км) на великий відстані за рахунок повного внутрішнього відбиття від стінок кварцового волокна. Приєднавши до торців такого волокна світлодіод і фотоприймач, отримаємо волоконно-оптичну лінію зв'язку (ВОЛЗ), по якій інформація у вигляді світлових сигналів може передаватися на великі відстані.

Подібними світловодами передбачається замінити мідні провідники в телефонних кабелях внутрішньоміського та міжміського зв'язків. Перевагами ВОЛЗ є малий поперечний переріз світловодних волокон, значно більша порівняно зі звичайною телефонною лінією смуга пропускання частот, нечутливість до електричних завад, а також можливість економії дефіцитних кольорових металів, що застосовуються в існуючих телефонних кабелях.

### **1.8.4. Оптоелектронні прилади із зарядовим зв'язком**

Застосування приладів із зарядовим зв'язком (ПЗЗ) для затримки сигналів у часі ми вже розглянули. Найбільшого успіху ці прилади здобули при комбінації їх з внутрішнім фотоефектом, унаслідок чого був створений новий клас оптоелектронних приладів, за допомогою яких вдається розв'язувати цілу низку практично важливих задач щодо сприймання та обробки світлових сигналів.

Схематичне зображення оптоелектронного фотоприймача із застосуванням ефекту зарядового зв'язку подано на рис. 1.81. Верхня частина зображеного пристрою являє собою ряд затворів, на які подано хвилю від'ємної напруги. Тонкий шар напівпровідника, що розташований під затворами, має бути напівпрозорим і здатним до внутрішнього фотоефекту у видимому світлі. Цей шар опромінюється світлом з протилежного до затворів боку.

Принцип дії подібного приладу заснований на тому, що при освітленні в напівпровіднику поблизу його поверхні утворюються пари носіїв заряду електрон – дірка, котрі розділяються полем потенціальної ями під затвором, що несе негативний потенціал. Утворені при поглинанні квантів світла дірки заповнюють потенціальні ями пропорційно до освітленості даного місця. Після того, як процес накопичення дірок закінчено, їх починають зсувати (наприклад, праворуч) і ви-

## Розділ 1. Напівпровідникові прилади

водити на електрод стоку. Струм  $I(t)$  у колі цього електрода буде повторювати закон розподілу вздовж осі  $Z$  кількості дірок, накопичених у потенціальних ямах, тобто закон розподілу інтенсивності світла вздовж осі  $Z$ . Таким чином можна перетворити на електричний сигнал одномірне лінійне світлове зображення.

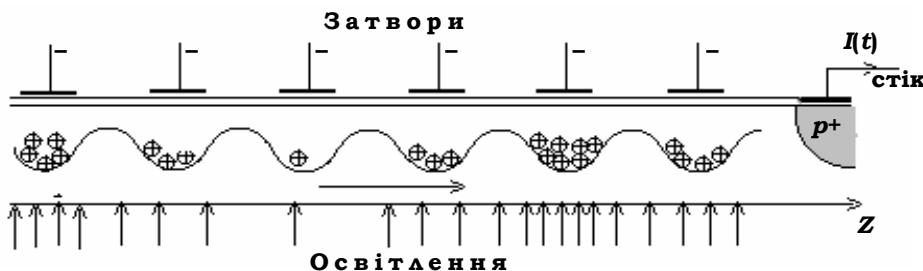


Рис. 1.81

Для перетворення на електричний сигнал двомірного світлового зображення систему треба ускладнити (рис. 1.82). Поверхня напівпровідникової пластинки покривається рядом затворів-смужок, під якими шляхом освітлення утворюється поле розподілу дірок, що повторює поле освітлення пластинки.

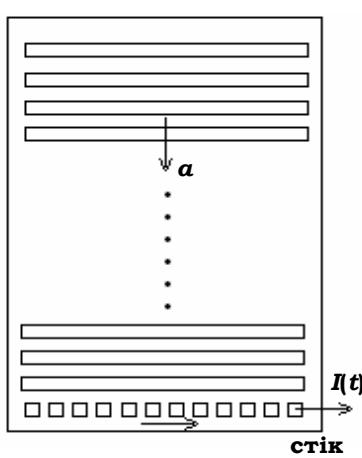


Рис. 1.82

За допомогою хвилі негативного потенціалу, що подається на смужки затворів й біжить у напрямку стрілки "а", це поле дірок стрибками переганяється вниз. Унизу розташовано лінійку затворів, подібну до зображеної на рис. 1.81, котра переганяє рядок зарядів праворуч до стоку. Таким способом одна за одною перетворюються на вихідний струм стоку рядки світлового зображення, що були спроектовані на напівпровідникову пластинку. Отже, робиться те, що досі здійснювалось лише у складних і дорогих електронно-променевих трубках: іконоскопах, ортиконах, суперіконоскопах і відіконах.

Подібні фото-ПЗЗ дозволяють створювати зображення, що мають кілька сотень рядків з кількома сотнями елементів у рядку, тобто за якістю зображення не поступаються вищезгаданим вакуумним електронно-променевим приладам, а за габаритами, вагою та вартістю набагато їх переважають.

**КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. У яких випадках використовують прилади оптоелектроніки?
2. На якому фізичному явищі ґрунтується принцип дії фоторезистора? Опишіть основні закономірності цього явища.
3. В якій області фотодіода ( $p$  чи  $n$ ) відбувається народження електронно-діркових пар, що обумовлюють його фотострум?
4. Чому фотодіоди потрібно виготовляти з монокристалів, тоді як фоторезистори можуть бути полікристалічними?
5. Чи залежить величина фотоструму фотодіода від прикладеної до нього напруги? Поясніть, як і чому.
6. Яка інерційність фотодіодів? Якими явищами вона визначається?
7. Яка фізична причина виникнення фото-ЕРС у фотодіоді, який працює у вентильному режимі?
8. Укажіть області практичного використання фотодіодів у вентильному режимі.
9. Чому у фототранзистора відсутній (або вимкнений) вихід бази?
10. У чому полягає суть явища інжекційної електролюмінесценції, яка є основою дії світлодіодів?
11. Чим визначається колір світіння світлодіодів?
12. Чому спектр випромінювання світлодіодів має вигляд не спектральної лінії, а смуги?
13. Як в напівпровідниковому лазері досягається інверсна населеність рівнів?
14. Чому більшість сучасних напівпровідниковых лазерів працює в імпульсному, а не в неперервному режимі?
15. Чи буде напівпровідниковий лазер випромінювати світло, якщо струм крізь нього буде меншим від порогового?
16. Для чого в напівпровідниковому лазері торці кристала слід шліфувати та робити їх строго плоскопаралельними?
17. Що таке оптрон? Для чого його використовують? Наведіть приклади.
18. Чи може вихідний струм оптранона бути більшим за вхідний?
19. Що таке волоконно-оптична лінія зв'язку (ВОЛЗ)? Які її переваги порівняно з існуючими лініями зв'язку?
20. Навіщо у фотоелектронному ПЗЗ застосовують велику кількість затворів?
21. Якими фізичними процесами визначається швидкодія фотоПЗЗ?
22. Які переваги фото-ПЗЗ порівняно з електропроменевими фотоелектронними приладами?

## РОЗДІЛ 2

# ТРАНЗИСТОРНІ ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

Принцип підсилення електричних сигналів лежить в основі роботи переважної більшості як аналогових, так і цифрових радіоелектронних пристройів, оскільки робота всіх автогенераторів, більшості приладів імпульсної техніки, перетворювачів спектрів сигналів і логічних елементів, а також цифрової техніки базується саме на підсилювачах електричних сигналів.

Виклад роботи підсилювальних схем подано в даному підручнику в межах, так би мовити, "класичної" радіотехніки, побудованої на застосуванні дискретних схемних елементів. Адже аналіз роботи схем з дискретними елементами дозволяє якнайяскравіше виявити принципи дії цих схем і ті фізичні процеси, що в них відбуваються. Перехід до аналізу пристройів, побудованих із застосуванням інтегральних мікросхем, стає доцільним лише після розгляду у відповідному розділі операційних підсилювачів, їх внутрішньої будови параметрів, характеристик і методів увімкнення.

Викладені в даному розділі аналітичні методи розрахунку радіоелектронних схем є наближеними, однак саме такі аналітичні розрахунки дозволяють глибше розкрити перед читачем фізичну сутність розглядуваних процесів.

### 2.1. ПРИНЦІП ДІЇ ТА КЛАСИФІКАЦІЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ

**Підсилювачем** називають активний чотириполюсник, який відтворює на виході вхідний сигнал без спотворення його форми, але зі збільшенням його потужності. Необхідна для цього енергія береться з електричного джерела живлення. Принцип дії підсилювача можна пояснити за схемою, зображену на рис. 2.1.

## Основи радіоелектроніки

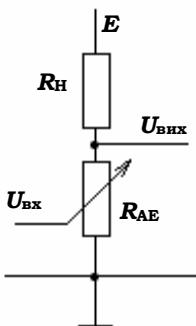


Рис. 2.1

Основою підсилювача є два елементи: навантажувальний опір  $R_H$  та активний елемент  $R_{\text{AE}}$ , опір якого керується вхідним сигналом  $U_{\text{вх}}$ . Такими активними елементами можуть бути електронні лампи або біполярні та польові транзистори. Відповідно до типу активного елемента підсилювачі називають **ламповими** або **транзисторними** (чи напівпровідниковими). Саме останні ми й розглянемо в даній книзі.

Зі зміною величини вхідної напруги  $U_{\text{вх}}$  змінюється опір  $R_{\text{AE}}$  і напруга джерела живлення  $E$  перерозподіляється між опорами дільника  $R_H$  та  $R_{\text{AE}}$ . Відповідно до цього змінюється напруга  $U_{\text{вих}}$  на виході підсилювача. При суттєвих змінах величини  $R_{\text{AE}}$ , сумірних з величиною  $R_H$ , можна досягнути значних змін вихідної напруги, сумірних з величиною напруги джерела живлення  $E$ , які будуть набагато більшими за зміни вхідної напруги  $U_{\text{вх}}$ . Усе залежить від того, наскільки ефективно вхідна напруга буде змінювати величину  $R_{\text{AE}}$ . Отже, приріст вихідної напруги  $\Delta U_{\text{вих}}$  має бути набагато більшим і пропорційним приросту  $\Delta U_{\text{вх}}$ .

Еквівалентну схему підсилювача (рис. 2.2) зображену у вигляді чотириполюсника, до входу якого підключено джерело сигналу  $e$  з внутрішнім опором  $R_e$ , а до виходу – навантажувальний опір  $R_H$ .

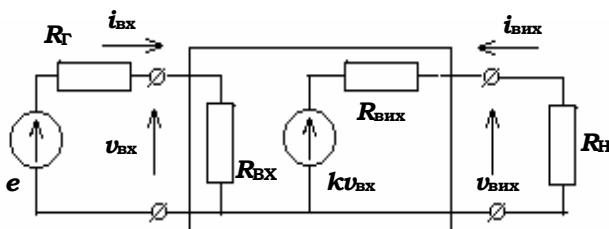


Рис. 2.2

Підсилювач має вхідний опір  $R_{\text{вх}}$ , а його вихідне коло зображене як джерело напруги  $kU_{\text{вх}}$ , яке керується вхідною напругою і сполучене послідовно з  $R_{\text{вих}}$  – вихідним опором підсилювача.

Основними параметрами, які характеризують будь-який підсилювач, є його коефіцієнти підсилення:

- коефіцієнт підсилення за напругою  $k_U$ ;
- коефіцієнт підсилення за струмом  $k_I$ ;
- коефіцієнт підсилення за потужністю  $k_P$ .

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

**Коефіцієнтом підсилення за напругою** називають відношення вихідної напруги  $v_{\text{вих}}$  до вхідної  $v_{\text{вх}}$ <sup>1</sup>

$$k_U = v_{\text{вих}} / v_{\text{вх}}.$$

Аналогічно, **коефіцієнтом підсилення за струмом** визначається як

$$k_I = i_{\text{вих}} / i_{\text{вх}}.$$

За **коефіцієнтом підсилення за потужністю** приймають відношення потужності, яка виділяється на навантажувальному опорі до потужності, що споживається вхідним опором підсилювача. Очевидно, що  $k_P = k_U k_I$ . Іноді зручно виражати підсилення в логарифмічних одиницях – децибелах:

$$k_U (\text{ДБ}) = 20 \lg k_U, \quad k_i (\text{ДБ}) = 20 \lg k_i,$$

а оскільки потужність пропорційна квадрату напруги або струму, то

$$k_P (\text{ДБ}) = 10 \lg k_P.$$

Щодо задач, які ставлять перед підсилювачами, вони поділяються на три основні групи:

- підсилювачі напруги;
- підсилювачі струму;
- підсилювачі потужності.

Підсилювачі напруги використовують зазвичай для підсилення малих сигналів і їх головним призначенням є забезпечення якомога більшого коефіцієнта підсилення за напругою. У таких підсилювачах бажано виконувати співвідношення  $R_{\text{вих}} \ll R_H$ , так щоб на опорі навантаження виділялась якомога більша напруга. У підсилювачах струму важливо одержати якомога більший коефіцієнт підсилення за струмом. Бажаним є виконання співвідношення  $R_{\text{вих}} \gg R_H$ . І нарешті, у підсилювачах потужності основною метою є одержання якомога більшої абсолютної величини вихідної потужності (а не підсилення за напругою!), яку може забезпечити даний активний елемент. Тому в них навантаження має бути узгодженим з його внутрішнім опором ( $R_{\text{вих}} \approx R_H$ ).

Щодо вхідного кола підсилювача, то тут бажано, щоб підсилювач якомога менше навантажував джерело вхідного сигналу і споживав від нього якомога меншу потужність  $P_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^2 / R_{\text{вх}}$ . Для цього потрібно, щоб вхідний опір підсилювача був достатньо великим. З останнього, зокре-

<sup>1</sup> Тут і далі малими літерами  $i$  та  $v$  позначатимемо змінні (сигнальні) складові струмів і напруг, а великими літерами  $I$  та  $U$  – їх постійні (режимні) складові.

## Основи радіоелектроніки

---

---

ма, висновується, що польові транзистори, які не споживають струм за входом, мають певні переваги порівняно з біполярними.

Залежно від діапазону підсилюваних частот підсилювачі поділяються на:

а) підсилювачі низької частоти (ПНЧ). Вони забезпечують підсилення частот від кількох десятків герців до 10–20 кГц. Оскільки цей діапазон відповідає сприйнятому людиною діапазону звукових коливань, то такі підсилювачі називають також **підсилювачами звукових частот**. Вони використовуються в електроакустичній апаратурі (радіомовних приймачах, програвачах, магнітофонах тощо). Зв'язок між каскадами в них здебільшого ємнісний;

б) підсилювачі постійної напруги та постійного струму (точніше, напруг і струмів, які повільно змінюються в часі) забезпечують підсилення в діапазоні від нульової частоти до деякої верхньої граничної частоти  $f_B$  величиною від кількох герців до кількох десятків і навіть сотень кілогерців. Такі підсилювачі застосовують у вимірювальній радіоапаратурі, пристроях автоматики та обчислювальній техніці. Ними можна підсилювати як змінну, так і постійну складову сигналу. Міжкаскадний зв'язок в таких підсилювачах гальванічний;

в) широкосмугові підсилювачі, які охоплюють дуже широкий діапазон частот – від кількох герців до кількох мегагерців. Такий широкий спектр частот притаманний коротким імпульсним сигналам і телевізійним відеосигналам, тому такі підсилювачі ще називають **імпульсними** або **відеопідсилювачами**;

г) вибіркові (або селективні) підсилювачі. Вони здійснюють підсилення у вузькій смузі частот і застосовуються там, де потрібно з широкого спектра частот виділити та підсилити сигнали заданої частоти. Вибіркові підсилювачі працюють у радіоприймачах, де вони виділяють і підсилюють лише частоту тієї радіостанції, на яку настроєний приймач, а також у спеціальній радіовимірювальній апаратурі.

## 2.2. ПІДСИЛЮВАЧІ НА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРАХ

### 2.2.1. Схеми та режими

Режими та схеми ввімкнення польових транзисторів у підсилювальних каскадах залежать від конкретних різновидів цих транзисторів.

МДН-транзистор із будованим  $n$ -каналом має прохідну характеристику, подібну до зображененої на рис. 2.3. Робоча точка може бути встановлена на

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

новлена при  $U_{3B} = 0$  і, отже, потреби в подачі зміщення на затвор не буде. Схему ввімкнення такого транзистора наведено на рис. 2.4.

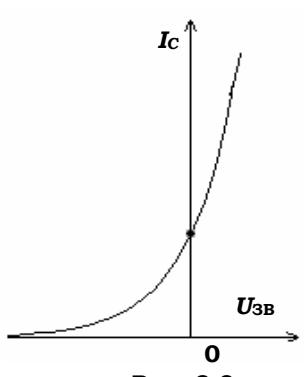


Рис. 2.3

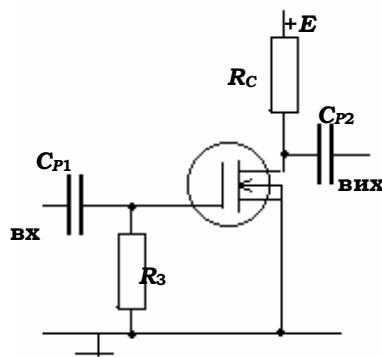


Рис. 2.4

Розділовими ємностями  $C_{P1}$  та  $C_{P2}$  каскад "відгороджено" від пристрій, які підключаються до його входу та виходу. Ці ємності вільно пропускають підсилюваний змінний сигнал, але не допускають впливу зовнішніх пристрій на режим роботи транзистора. Резистор  $R_3$  забезпечує виконання умови  $U_{3B} = 0$ : через нього малі струми затвору стікають на землю, не створюючи скільки-небудь помітного спаду напруги на цьому опорі. Якби опору  $R_3$  не було, то постійний потенціал затвору визначався б струмами затвору та ізоляційними властивостями ємності  $C_{P1}$  і мав би непередбачуване значення. Величина  $R_3$  має бути значно більшою за реактивний опір ємності  $C_{P1}$  у всьому діапазоні робочих частот і обирається зазвичай порядку  $10^5 - 10^7$  Ом (тобто значно меншою від вхідного опору транзистора). Опір  $R_C$  є навантаженням транзистора й на ньому, власне, і виділяється підсиленний сигнал.

Для успішної роботи МДН-транзистора з індуктованим  $n$ -каналом на затвор слід подати позитивне зміщення (рис. 2.5). Оскільки напруга джерела живлення такого транзистора також позитивна, то, скориставшись подільником  $R_{31}R_{32}$ , можна від того самого джерела отримати потрібну напругу зміщення (рис. 2.6). Оскільки ж струм, що відгалужується на затвор, зазвичай дуже малий, висновується, що ці опори подільника можуть бути досить великими (порядку мегаомів).

У польовому транзисторі з керуючим  $p-n$ -переходом і  $n$ -каналом на затвор слід подавати від'ємну режимну напругу (рис. 2.7). Для цього можна скористатися схемою, зображену на рис. 2.4, увімкнувши послідовно з опором  $R_3$  джерело ЕРС, яке забезпечувало б подачу на за-

## Основи радіоелектроніки

твтор потрібної від'ємної напруги  $U_{03}$ . Але на практиці зручніше користуватися одним джерелом, тому зазвичай застосовують так зване автоматичне зміщення (рис. 2.8), де затвор має нульовий постійний потенціал. При цьому витік перебуває відносно землі під постійною позитивною напругою, яка створюється внаслідок протікання струму  $I_C$  через опір  $R_B$ , увімкнений у коло витоку. Опір  $R_B$  підбирається таким, щоб спад напруги на ньому дорівнював  $U_{03}$ . Тоді затвор буде від'ємнішим за витік на потрібну величину напруги зміщення. Для того, щоб змінна (сигнальна) компонента струму витоку  $i_C$  не давала внесок у напругу зміщення, резистор  $R_B$  шунтується великою ємністю  $C_B$ , яка закорочує для змінної компоненти витік на землю.

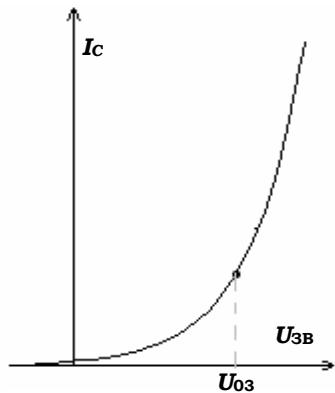


Рис. 2.5

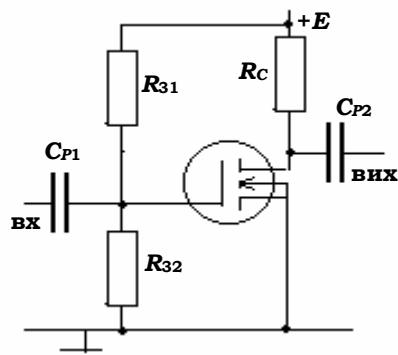


Рис. 2.6

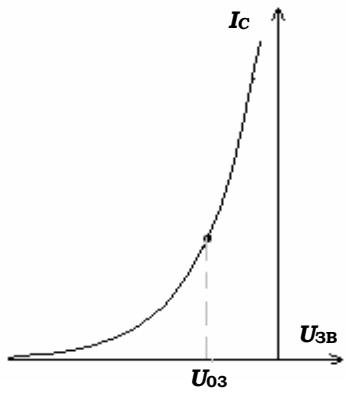


Рис. 2.7

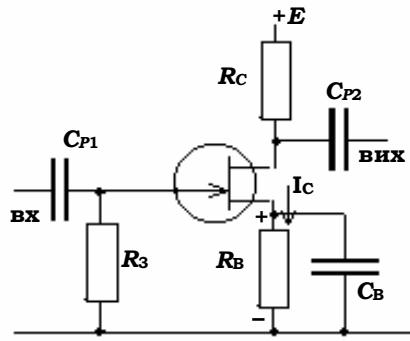


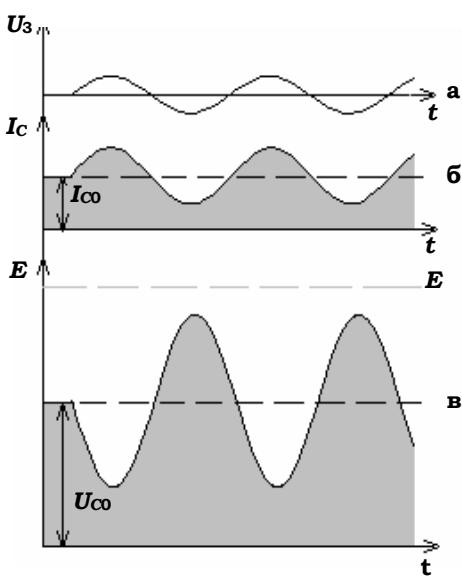
Рис. 2.8

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

Вищевикладене поширюється й на транзистори з *p*-каналом, потрібно лише знаки всіх струмів і напруг у наведених вище схемах замінити на протилежні.

### 2.2.2. Коефіцієнт підсилення

Розглянемо процес підсилення сигналу на прикладі схеми, зображеній на рис. 2.4. Нехай напруга на затворі змінюється за законом  $v_3(t)$  (рис. 2.9, а). Постійна компонента затворної напруги для даної схеми дорівнює нулю. Струм  $I_C$  у колі стоку складається з постійної компоненти  $I_{C0}$  і спричиненої вхідним сигналом змінної компоненти  $i_C(t)$ , яка повторює зміни напруги на затворі (рис. 2.9, б):



**Рис. 2.9**

Постійна компонента затворної напруги для даної схеми дорівнює нулю. Струм  $I_C$  у колі стоку складається з постійної компоненти  $I_{C0}$  і спричиненої вхідним сигналом змінної компоненти  $i_C(t)$ , яка повторює зміни напруги на затворі (рис. 2.9, б):

$$I_C = I_{C0} + i_C(t) = I_{C0} + S v_3(t),$$

де  $S$  – крутість прохідної характеристики в околі робочої точки<sup>2</sup>.

Протікаючи через навантажувальний опір  $R_C$ , струм  $I_C$  створює на ньому спад напруги; отже, напруга на стоку  $U_C$  буде нижчою від напруги джерела живлення:

$$U_C = E - I_C R_C = U_{C0} - S R_C v_3(t) = U_{C0} + v_C(t),$$

де  $U_{C0} = E - I_{C0} R_C$  – постійна складова напруги на стоку. Таким чином, змінна складова  $v_C(t)$  напруги на стоку (тобто на виході каскаду) повторює всі зміни вхідної напруги  $v_3(t)$ , будучи збільшеною в  $S R_C$  разів і протилежною за знаком (рис. 2.9, в).

Для більш докладного кількісного розрахунку коефіцієнта підсилення  $k = v_{\text{вих}}(t)/v_{\text{вх}}(t)$  побудуємо еквівалентну схему для змінних компонент струмів і напруг нашого підсилювального каскаду (рис. 2.10).

<sup>2</sup> Це співвідношення записано для роботи транзистора на лінійній ділянці вхідної характеристики.

## Основи радіоелектроніки

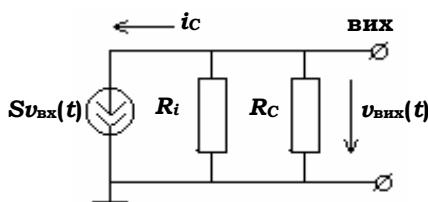


Рис. 2.10

Польовий транзистор зображене як генератор струму  $S v_{bx}(t)$ , який керується вхідною напругою (тобто змінною складовою напруги на затворі) і має внутрішній опір  $R_i$ . Паралельно йому ввімкнено опір навантаження  $R_C$ <sup>3</sup>. Вихідна напруга створюється струмом  $i_C$ , який

протікає через паралельно ввімкнені опори  $R_C$  і  $R_i$ , так що  $v_{vix}(t) = -SR_H v_{bx}(t)$ , де  $R_H = R_C \parallel R_i$  – загальний опір навантаження. Тоді коефіцієнт підсилення за напругою виявляється рівним

$$k = -SR_H = -S \frac{R_C R_i}{R_C + R_i} = -\frac{SR_C}{1 + R_C / R_i}. \quad (2.1)$$

Одержані результат підтверджує зроблену оцінку коефіцієнта підсилення й відрізняється лише врахуванням внутрішнього опору транзистора.

Із формули (2.1) видно, що нарощування величини  $R_C$  призводить до відповідного зростання коефіцієнта підсилення  $k$  лише доти, доки  $R_C \ll R_i$ ; при їх сумірності внутрішній опір транзистора починає обмежувати зростання коефіцієнта підсилення, а при  $R_C \gg R_i$  коефіцієнт підсилення прямує до постійної величини, що дорівнює  $SR_i$  (рис. 2.11). Тому недоцільно в гонитві за великим коефіцієнтом підсилення надмірно збільшувати величину опору  $R_C$ . Більше того, надмірне збільшення цього опору призведе до зменшення режимної компоненти напруги  $U_{C0}$ , щоходить до стоку нашого транзистора. А це зашкодить параметрам транзистора, зокрема, призведе до зменшення його крутості. Крім того, як переконаємося далі, збільшення опору навантаження призводить до погіршення роботи підсилювального каскаду в області високих частот.

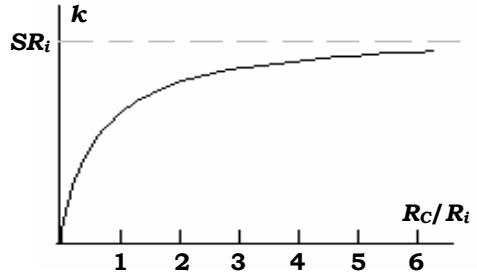


Рис. 2.11

<sup>3</sup> Оскільки позитивний провідник джерела живлення зберігає свій потенціал незмінним у часі й рівним  $+E$ , можна вважати, що за змінною складовою він перебуває під потенціалом землі. Тому при розрахунках за змінними складовими верхній кінець опору  $R_C$  можна вважати заземленим. Практично це забезпечується мализною внутрішнього опору джерела живлення для змінних компонент, вихід якого зазвичай шунтується великою ємністю.

### 2.2.3. Частотна характеристика

**Частотною характеристикою** підсилювача називають залежність коефіцієнта підсилення – його модуля та фази – від частоти. Відповідно залежність абсолютної величини (модуля) коефіцієнта підсилення від частоти  $k(\omega)$  називають **амплітудно-частотною характеристикою** (АЧХ), а залежність створюваного підсилювачем повороту фази підсиленого гармонічного сигналу від частоти  $\phi(\omega)$  – **фазово-частотною характеристикою** (ФЧХ). Частотна характеристика містить дуже важливу інформацію про підсилювач, оскільки вказує, у якому діапазоні частот він може успішно працювати та які спотворення він вносить у спектр підсилюваних сигналів.

**Частотна характеристика в області високих частот.** Очевидно, що підсилювач не може підсилювати як завгодно високі частоти, і при  $\omega \rightarrow \infty$  коефіцієнт підсилення має прямувати до нуля. Конкретні причини, які обмежують здатність підсилювача підсилювати сигнали високих частот, можуть бути обумовлені як самим транзистором (його інерційністю), так і схемою підсилювача. Для польових транзисторів характерний час інерційності малий і становить  $10^{-8} - 10^{-9}$  с, отже, основна причина криється в інерційності самої схеми.

Головним чинником, який визначає хід частотної характеристики підсилювача в області високих частот, є величина вихідної ємності каскаду  $C_{\Pi}$  (іноді її називають "паразитною" ємністю), що завжди існує між стоком транзистора та землею. Ця ємність, звичайно, не зображується на схемі, але завжди в ній невидимо присутня. Паразитна ємність складається з вихідної ємності транзистора, вхідної ємності пристрою, підключенного до виходу підсилювача (наприклад, вхідної ємності наступного каскаду), ємності монтажу, а її величина зазвичай вкладається в межі від одиниць до кількох десятків пікофарад. Тепер навантаженням джерела струму, зображеного на еквівалентній схемі (рис. 2.10), є вже не  $R_H = R_C \parallel R_i$ , а паралельне сполучення  $R_i, R_C$  та ємності  $C_{\Pi}$ . Повний комплексний опір такого навантаження становить

$$\dot{Z}_H = R_i \parallel R_C \parallel X_{C_{\Pi}} = \frac{R_H \frac{1}{j\omega C_{\Pi}}}{R_H + \frac{1}{j\omega C_{\Pi}}} = \frac{R_H}{1 + j\omega R_H C_{\Pi}}. \quad (2.2)$$

Відповідно, коефіцієнт підсилення буде також комплексним і матиме такий вигляд:

## Основи радіоелектроніки

$$\dot{k}(\omega) = k(\omega)e^{j\phi(\omega)} = -S\dot{Z}_H = -\frac{SR_H}{1 + j\omega R_H C_{\Pi}}. \quad (2.3)$$

Його модуль дорівнює

$$k(\omega) = \frac{k_0}{\sqrt{1 + (\omega \tau_B)^2}}, \quad (2.4)$$

де  $k_0 = SR_H$  – модуль коефіцієнта підсилення на досить низьких частотах і можна знехтувати шунтуючою дією ємності  $C_{\Pi}$  (тобто коли  $X_{C_{\Pi}} \gg R_H$ );  $\tau_B = R_H C_{\Pi}$  – стала часу вихідного кола підсилювача. Вираз (2.4) є амплітудно-частотною характеристикою нашого підсилювача, її графік зображенено на рис 2.12, а. В області низьких частот  $k(\omega)$

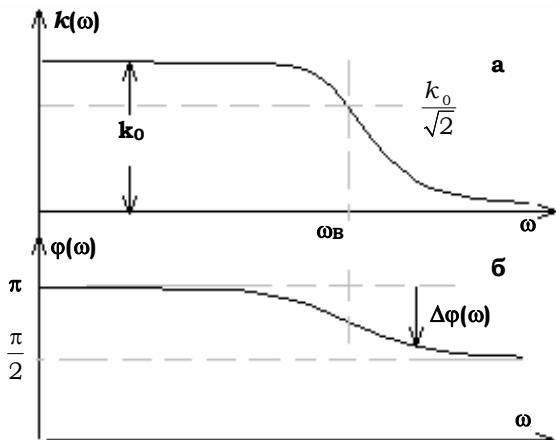


Рис. 2.12

шується в  $\sqrt{2}$  разів порівняно з  $k_0$ . Ця частота вважається верхньою межею смуги пропускання підсилювача й дорівнює

$$\omega_B = 1/\tau_B. \quad (2.5)$$

Наприклад, для типових значень  $R_H = 10$  кОм і  $C_{\Pi} = 10$  пФ, ця частота дорівнює  $\omega_B = 10^7$  с<sup>-1</sup>, що відповідає  $f_B = \omega_B / 2\pi = 1,6$  МГц.

Величина  $\phi(\omega)$  вказує на той зсув за фазою, якого зазнає гармонічний сигнал частоти  $\omega$  при проходженні через підсилювач. Графік залежності  $\phi(\omega)$  подано на рис. 2.12, б. Як видно, на досить низьких частотах (де  $k(\omega)$  можна вважати незмінним) маємо  $\phi(\omega) = \pi$ : підсилювач обертає фазу на 180°. На це вказує знак "мінус" перед виразом (2.3). На високих частотах до цього значення додається ще й зсув фази

не залежить від частоти й лишається рівним  $k_0$ . На високих частотах АЧХ починає монотонно знижуватись і асимптотично прямує до осі абсцис. Звичайно, неможливо вказати певну граничну частоту, починаючи з якої підсилювач раптом перестає підсилювати сигнали: крива  $k(\omega)$  спадає досить плавно. Умовно за таку граничну частоту зазвичай приймають частоту  $\omega_B$ , на якій модуль коефіцієнта підсилення зменшується в  $\sqrt{2}$ .

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

$\Delta\phi(\omega)$ , обумовлений комплексним характером навантаження. Зсув фази може бути обчисленний за формулою

$$\Delta\phi(\omega) = \arctg \frac{\operatorname{Im} \dot{k}(\omega)}{\operatorname{Re} \dot{k}(\omega)} = \arctg(-\omega\tau_B) = -\arctg(\omega\tau_B). \quad (2.6)$$

Отже, при  $\omega \rightarrow \infty$  цей поворот фази прямує до  $-90^\circ$ , і таким чином повний поворот фази прямує до  $+90^\circ$ . На частоті  $\omega_B$  повний поворот фази становить  $135^\circ$ .

**Частотна характеристика в області низьких частот.** Як уже вказувалось вище (п. 2.2.1), у підсилювачах, призначених для підсилення змінної напруги, на вході зазвичай ставлять розділову ємність  $C_P$ , яка

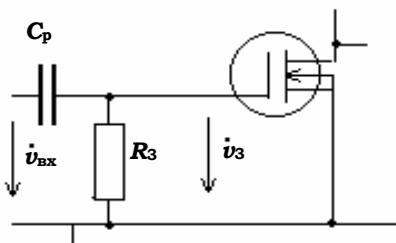


Рис. 2.13

захищає вход транзистора від можливого порушення його режиму (за постійною складовою) з боку пристройів, що можуть бути приєднані до входу підсилювача (рис. 2.13). Саме ця ємність і дає основний внесок у частотну залежність коефіцієнта підсилення в області низьких частот. Дійсно, для сигналів досить низьких

частот розділова ємність являє собою великий реактивний опір, який зовсім не пропускає ці сигнали на затвор транзистора. Тому в таких підсилювачах  $k = 0$  при  $\omega = 0$ . Вхідне коло подібного транзистора являє собою подільник напруги, який складається з ємності  $C_P$  та опору  $R_3$  і має коефіцієнт ділення

$$\dot{k}(0) = \frac{\dot{v}_3}{\dot{v}_{\text{вх}}} = \frac{R_3}{R_3 + \frac{1}{j\omega C_P}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_H}}, \quad (2.7)$$

де  $\tau_H = R_3 C_P$  – стала часу кола подільника. Далі сигнал підсилюється звичайним шляхом, і загальний коефіцієнт підсилення каскаду  $\dot{k}(\omega)$  дорівнюватиме

$$\dot{k}(\omega) = \frac{\dot{v}_{\text{вих}}}{\dot{v}_{\text{вх}}} = \frac{\dot{v}_{\text{вих}}}{\dot{v}_3} \frac{\dot{v}_3}{\dot{v}_{\text{вх}}} = -k_0 \dot{k}(\omega), \quad (2.8)$$

де  $k_0 = \dot{v}_{\text{вих}} / \dot{v}_3 = S R_H$  – коефіцієнт підсилення "чистого" підсилювача, визначений вище.

Таким чином, усі особливості ходу АЧХ та ФЧХ в області низьких частот визначаються входним  $RC$  – колом підсилювача. Аналітично ці особливості описуються залежностями

## Основи радіоелектроніки

$$k(\omega) = \frac{k_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega\tau_H)^2}}}, \quad (2.9)$$

$$\varphi(\omega) = \pi + \arctg(1/\omega\tau_H) \quad (2.10)$$

і мають вигляд, зображений на рис. 2.14. Як видно, амплітудно-частотна характеристика (а) починається з початку координат і монотонно зростає, прямуючи до  $k_0$ . За умовну межу, починаючи з якої підсилювач може успішно підсилювати сигнали, приймається частота  $\omega_H$ , на якій коефіцієнт підсилення становить  $k_0/\sqrt{2} \approx 0,71k_0$ . Ця частота дорівнює

$$\omega_H = 1/\tau_H. \quad (2.11)$$

Фазово-частотна характеристика (б) починається від  $\varphi = 270^\circ$  при  $\omega = 0$  і далі плавно знижується до  $180^\circ$ ; на граничній частоті  $\omega_H$  повний поворот фази становить  $225^\circ$ .

Зазначимо, що у схемі з автоматичним зміщенням (рис. 2.8) певний внесок у хід частотної характеристики в області низьких частот може давати  $RC$ -елемент, увімкнений у коло витоку. Однак при правильному виборі величини  $C_B$ , коли виконано умову  $\omega_H R_B C_B \gg 1$ , основну роль відіграє все ж таки вхідне  $RC$ -коло підсилювача.

**Загальний вигляд частотної характеристики каскаду.** У цілому частотна характеристика підсилювача є добутком частотної характеристики в області високих частот (2.4) на коефіцієнт ділення вхідного подільника (2.7). Вигляд АЧХ подано на рис. 2.15, а. Характеристика складається з трьох частин:

- області зниження ("завалу") коефіцієнта підсилення на низьких частотах ( $\omega \leq \omega_H$ );
- "завалу" в області високих частот ( $\omega \geq \omega_B$ );
- області більш-менш рівномірного підсилення, де  $k(\omega) \approx k_0$  на середніх частотах від  $\omega_H$  до  $\omega_B$ . Саме цю область називають **смугою пропускання підсилювача**.

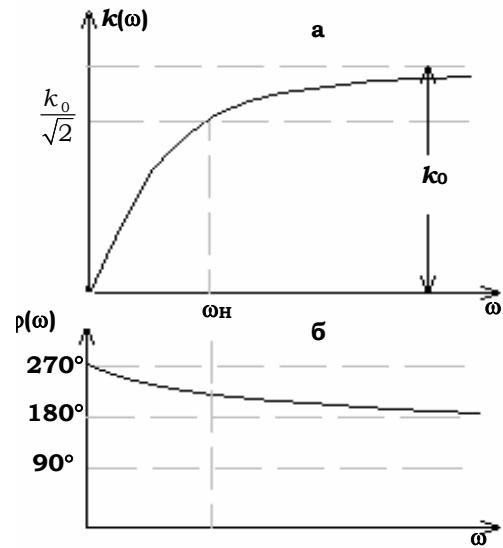


Рис. 2.14

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

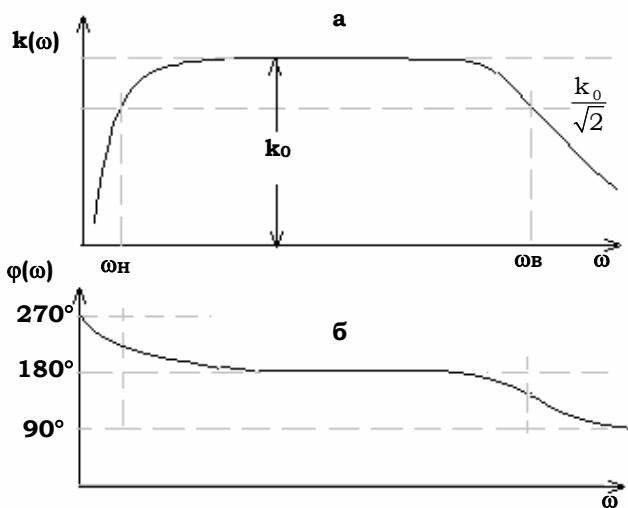


Рис. 2.15

Фазово-частотна характеристика, зображена на рис. 2.15, б, одержана шляхом підсумування поворотів фаз, обумовлених вхідним  $RC$ -колом, вихідним  $RC$ -колом і самим навантаженням транзистора. В області середніх частот поворот фази становить  $180^\circ$ ; на нижній і верхній граничних частотах він відрізняється відповідно на  $\pm 45^\circ$ .

Для кількісного опису ступеня нерівномірності АЧХ вводиться коефіцієнт нерівномірності  $M(\omega) = k(\omega)/k_0$ , який являє собою значення модуля коефіцієнта підсилення, нормованого на величину  $k_0$ . Іноді коефіцієнт нерівномірності виражають у децибелах (dB). Наприклад, на граничних частотах, де  $M(\omega) \approx 0,71$ , нерівномірність становитиме  $-3$  dB. А про область, яка відповідає смузі пропускання підсилювача, кажуть, що нерівномірність у ній не перевищує  $3$  dB.

Амплітудно-частотна та фазово-частотна характеристики дозволяють судити про зміни, яких зазнає сигнал, при проходженні через підсилювач. Дійсно, складний сигнал, який має широкий спектр частот, при проходженні через підсилювач зазнаватиме деформації спектра: одні частоти будуть підсилюватися більшою мірою, інші, порівняно з ними, будуть придушуватися. Окрім того, за рахунок різної величини зсуву фаз на різних частотах, одні частотні складові виявляться зсунутими в часі відносно інших. Наслідком цього, природно, буде створення форми сигналу.

За рахунок завалу верхніх частот форма сигналу згладжується, зникає його тонка часова структура. При відтворенні на слух подіб-

## Основи радіоелектроніки

---

ний сигнал сприймається як глухий, басовитий. Із придушенням низьких частот зникають повільні зміни сигналу, зберігаються лише його швидкі стрибки та осциляції. Звучання такого сигналу сприймається як різке й пискляве.

Слід підкреслити, що за рахунок частотних спотворень у спектрі сигналу нові частоти не з'являються – відбувається лише перерозподіл амплітуд і фаз тих гармонічних компонент, які вже існували у вхідному сигналі. Такі спотворення називають **лінійними**, на відміну від нелінійних спотворень, коли у спектрі сигналу з'являються нові, раніше відсутні частотні компоненти.

### 2.2.4. Проходження через підсилювач прямокутного імпульсу. Перехідні процеси в підсилювачі

Як саме нерівномірність частотної характеристики відіб'ється на формі сигналу, можна проілюструвати на прикладі прямокутного імпульсу, що проходить через підсилювач. Для цього треба розкласти прямокутний імпульс на гармонічні частотні складові (тобто в інтеграл Фур'є), врахувати всі ті зміни амплітуди і фази, яких ці складові зазнають, проходячи через підсилювач, а потім знову їх скласти. Однак такий шлях є складним і громіздким, тому скористаємося іншим, більш простим і наочним методом, заснованим на розгляді перехідних процесів, які відбуваються при проходженні прямокутного імпульсу через кола нашого підсилювача. Ці процеси подібні до процесів проходження прямокутних імпульсів через  $RC$ -комірки.

Прямокутний імпульс величиною  $v_0$  і тривалістю  $T$ , який надходить на вхід підсилювача в момент  $t_0$ , можна розглядати як суму двох імпульсів увімкнення  $v_0 \cdot 1(t)$ , зсунутих у часі: першого позитивного, що починається в момент  $t_0$ , і другого – негативного, що починається в момент  $t_0 + T$  (рис. 2.16, a)<sup>4</sup>. Після проходження через вхідне  $RC$ -коло, яке являє собою диференціючий елемент зі сталою часу  $\tau_H = R_3 C_P$ , перший імпульс увімкнення перетворюється на експоненціальний:

$$\begin{aligned} v_3(t) &= 0, \quad t < t_0; \\ v_3(t) &= v_0 \exp[-(t - t_0)/\tau_H], \quad t \geq t_0. \end{aligned} \tag{2.12}$$

<sup>4</sup> **Імпульсом увімкнення** в радіоелектроніці називають функцію, яка являє собою миттевий стрибок у момент  $t$  від нуля до одиничного значення. Цю функцію позначають як  $1(t)$ , інколи в іноземній літературі називають функцією Хевісайда.

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

Аналогічно, другий імпульс увімкнення створить на затворі транзистора сигнал

$$\begin{aligned} v_3(t) &= 0, \quad t < t_0 + T; \\ v_3(t) &= -v_0 \exp[-(t - t_0 - T)/\tau_H], \quad t \geq t_0 + T. \end{aligned} \quad (2.13)$$

Їхня сума являтиме собою спотворений прямокутний імпульс з різкими фронтами, зі скошеною (або "відколотою") верхівкою та тривалим від'ємним "хвостом" (рис. 2.16, б). Вихідний сигнал повторюватиме цю форму, будучи, однак, підсиленим за величиною та оберненим за знаком (рис. 2.16, в).

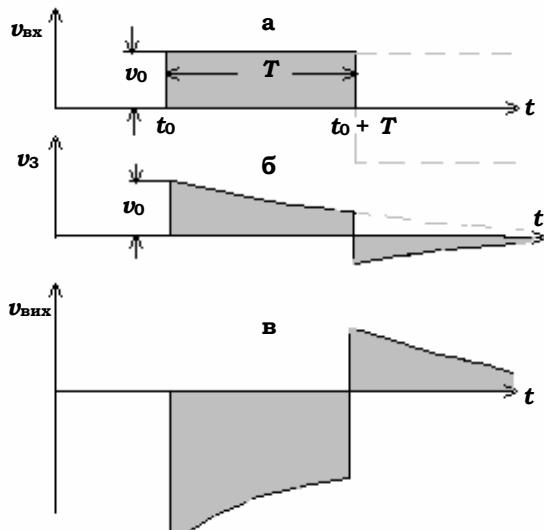


Рис. 2.16

Відкол верхівки та від'ємний хвіст будуть мало помітні за умови  $T \ll \tau_H$ , коли напруга на затворі не встигає істотно змінитися за час імпульсу. Взявши до уваги, що  $T$  обернено пропорційне  $\omega$  – першій гармоніці нашого імпульсу, а  $\tau_H = 1/\omega_H$ , дійдемо висновку, що вищевказана нерівність еквівалентна умові  $\omega \gg \omega_H$ , за якої всі частотні складові сигналу виявляються значно вищими низької граничної частоти  $\omega_H$ . При цьому сигнал не повинен зазнавати спотворень, що й видно на рис. 2.17, а<sup>5</sup>.

<sup>5</sup> Але для прямокутного імпульсу це неможливо, оскільки його спектр містить постійну складову.

## Основи радіоелектроніки

Якщо ж  $T \gg \tau_H$ , то переходний процес від переднього фронту імпульсу закінчується раніше, ніж триватиме сам імпульс (рис. 2.17, б). Отже, замість прямокутного імпульсу одержимо гострі викиди – позитивний від переднього фронту та негативний від заднього. Обидва викиди є результатом диференціювання вхідного сигналу. Нерівність  $T \gg \tau_H$  еквівалентна нерівності  $\omega \ll \omega_H$ , при якій нижні гармоніки сигналу опиняються поза межами смуги пропускання й придушуються, а верхні, що залишилися, утворюють спотворену картину.

Джерелом спотворень в області високих частот є вихідне  $RC$ -коло, яке складається з навантажувального опору  $R_H = R_i \parallel R_C$  і паразитної ємності  $C_{\Pi}$  (рис. 2.18, а). Для зручності аналізу це  $RC$ -коло можна зобразити у вигляді еквівалентного генератора напруги  $e$  з внутрішнім опором  $R_H = R_i \parallel R_C$ , навантаженого на паразитну ємність  $C_{\Pi}$  (рис. 2.18, б)<sup>6</sup>. У такому вигляді вихідне коло підсилювача виявляється зведенним до інтегруючого елемента зі сталою часу  $\tau_B = R_H C_{\Pi}$ .

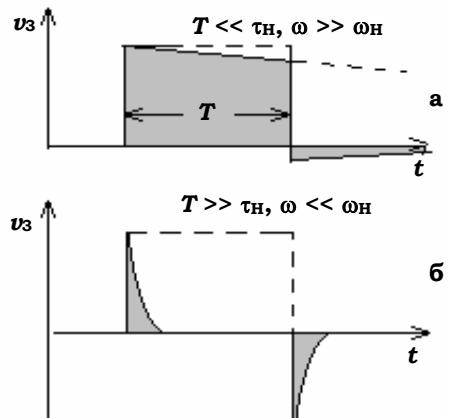


Рис. 2.17

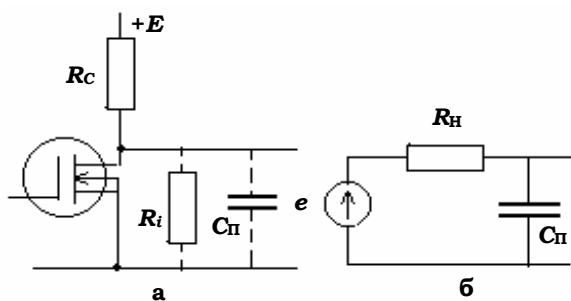


Рис. 2.18

Подамо, як і раніше, вхідний прямокутний імпульс у вигляді двох зсунутих у часі імпульсів увімкнення. Кожному з них на виході підсилю-

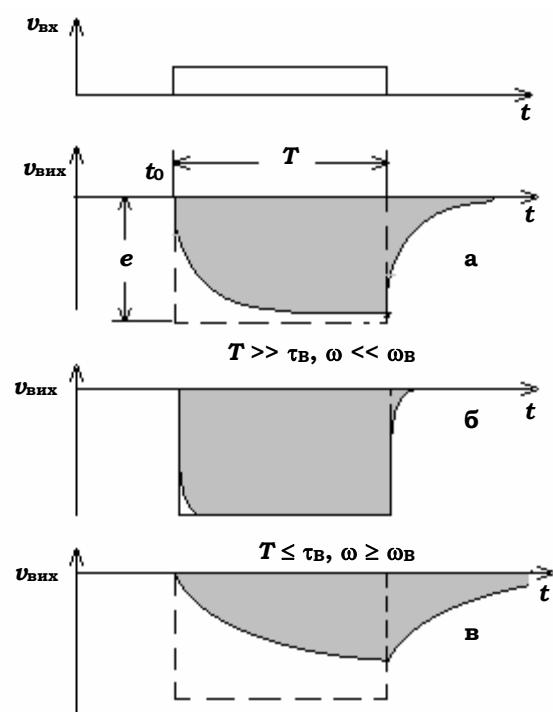
<sup>6</sup> Це є звичайним переходом від генератора струму до еквівалентного йому генератора напруги.

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

вача відповідатиме імпульс напруги  $e$ , підсилений у  $k_0$  разів за величиною та інвертований за полярністю. Перехідний процес, який відповідатиме першому фронту імпульсу може бути представлений у вигляді

$$v_{\text{вих}}(t) = -k_0 v_{\text{вх}} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t-t_0}{\tau_B}\right) \right]. \quad (2.14)$$

Аналогічний вигляд (але зсунутий у часі на  $T$  і протилежний за знаком), має й перехідний процес від заднього фронту імпульсу, тобто вихідний сигнал набуває вигляду імпульсу з пологим переднім фронтом і затягнутим заднім (рис. 2.19, а). При  $T \gg \tau_B$  перехідний процес зарядки паразитної ємності через опір  $R_h$  закінчується за час, значно менший від  $T$  (рис. 2.19, б), так що вихідна напруга залишається майже незмінною протягом усього імпульсу, і спотворення його форми буде майже непомітним. Саме це відповідає випадку  $\omega \ll \omega_B$ , коли не має бути частотних спотворень.



**Рис. 2.19**

ня. Вихідний імпульс матиме не прямокутну, а швидше трикутну форму – результат його інтегрування вихідним  $RC$ -колом підсилювача. Цей випадок відповідає умові  $\omega \geq \omega_B$ , тобто випадку, коли частоти всіх гармонічних складових сигналу лежать вище верхньої граничної частоти підсилювача.

## 2.2.5. Корекція частотних характеристик

Рівномірність частотної характеристики можна дещо поліпшити нескладними схемотехнічними заходами. Як зазначалося, зниження коефіцієнта підсилення в області високих частот обумовлене зменшенням повного опору навантаження внаслідок шунтуючої дії паразитної ємності. Це зменшення можна компенсувати, зробивши так, щоб у деякому діапазоні частот повний опір елемента  $Z_C$  (яким тепер заміняємо резистор  $R_C$ ) зростав із частотою. Таким елементом може бути індуктивність, тому для корекції частотної характеристики в області високих частот послідовно з резистором  $R_C$  слід увімкнути індуктивність  $L_C$  (рис. 2.20).

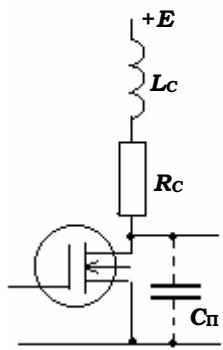


Рис. 2.20

Тепер повний опір навантаження  $\dot{Z}_H$  складатиметься з двох паралельних гілок:  $RL$ -гілки з опором  $\dot{Z}_C = R_C + j\omega L_C$  і гілки паразитної ємності з опором  $1/j\omega C_{\Pi}$ <sup>7</sup>:

$$\dot{Z}_H = \frac{(R_C + j\omega L_C) \frac{1}{j\omega C_{\Pi}}}{R_C + j(\omega L_C - \frac{1}{j\omega C_{\Pi}})}. \quad (2.15)$$

Знаходження модуля  $\dot{Z}_H$ , який для даної схеми визначає АЧХ та її нерівномірність, є нескладною, але громіздкою операцією, тому одразу наведемо вираз для нерівномірності АЧХ:

$$M(\Omega) = \frac{k(\omega)}{k_0} = \frac{|Z_H(\omega)|}{R_C} = \sqrt{\frac{p^2 \Omega^2 + 1}{p^2 \Omega^4 + \Omega^2 - 2p\Omega^2 + 1}}, \quad (2.16)$$

де  $\Omega = \omega R_C C_{\Pi}$  – безрозмірна частота,  $p = L_C / C_{\Pi} R_C^2$  – безрозмірний параметр, пропорційний індуктивності,  $k_0 = S R_C$  – коефіцієнт підсилення в області середніх частот. Графік  $M(\Omega)$  для різних значень параметра  $p$  подано на рис. 2.21. Крива для  $p = 0$  відповідає невідкорегано-

<sup>7</sup> Внутрішнім опором транзистора для спрощення розрахунків знехтуємо, вважаючи його дуже великим ( $R_i \gg R_C$ ). У разі необхідності його можна врахувати шляхом перерахунку паралельно сполучених  $R_i$  та  $Z_C$  в єдину еквівалентну гілку, яка містить послідовно сполучені  $R'_C$  та  $L'_C$ .

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

му підсилювачу й перетинає рівень  $M = 0,71$  при  $\Omega = 1$ . Зі зростанням параметра  $p$  до  $p \approx 0,4$  криві зберігають монотонність, перетинаючи вказаний рівень при більших значеннях  $\Omega$ . Але вже при  $p = 0,6$  залежність  $M(\Omega)$  стає немонотонною: на ній виникає горб, який при подальшому зростанні  $p$  стає вищим. Оптимальним буде, очевидно, значення  $p$ , що відповідає кривій, яка є пограничною між областями монотонного та немонотонного ходу кривих. Щоб відшукати таку криву, слід насамперед визначити частоту, на якій  $M(\Omega)$  має максимум. Вона виявляється рівною

$$\Omega_{\max} = \frac{1}{p} \sqrt{-1 + \sqrt{p^2 + 2p}}.$$

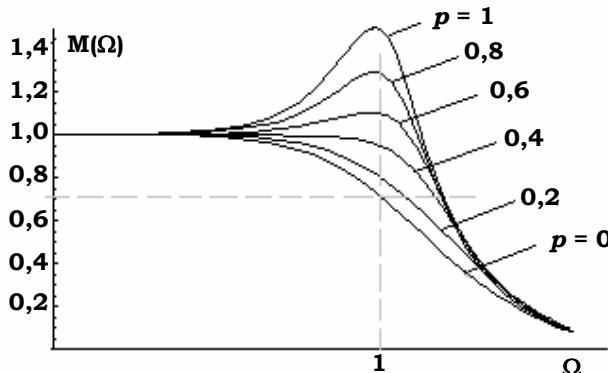


Рис. 2.21

За малих значень  $p$  (тобто при  $\sqrt{p^2 + 2p} < 1$ ) ця частота буде уявною й отже, максимум відсутній. При  $\sqrt{p^2 + 2p} > 1$  вираз під радикалом позитивний і максимум має місце. Границним є випадок, коли  $p^2 + 2p = 1$ , це відповідає значенню  $p_{\text{opt}} \approx 0,41$ . Для такого значення  $p$  крива перетинає рівень 0,71 при  $\Omega = 1,72$ , тобто при оптимальній корекції верхня гранична частота зростає майже вдвічі.

Знизити нижню граничну частоту  $\omega_n$  можна збільшенням розділової ємності  $C_p$ . Однак у деяких випадках для корекції АЧХ в області нижніх частот застосовується схема, зображенна на рис. 2.22. Тут послідовно з  $R_C$  увімкнено фільтр нижніх частот, що складається з опору  $R_\Phi$  та ємності  $C_\Phi$ . На найнижчих частотах, для яких можна знехту-

## Основи радіоелектроніки

вати відгалуженням струму через  $C_\Phi$ , опір навантаження буде дорівнювати  $R_C + R_\Phi$ , що забезпечує підвищений коефіцієнт підсилення каскаду  $k_0 = S(R_C + R_\Phi)$ . На більш високих частотах вступає в дію ємність  $C_\Phi$ , яка закорочує на землю точку  $A$  так, що опір навантаження стає рівним  $R_C$ , а коефіцієнт підсилення знижується до звичайного рівня  $k_0 = SR_C$ . Частотна характеристика повинна була б мати вигляд, показаний пунктирною лінією  $k'_0$  на рис. 2.23 – з монотонним підйомом в бік низьких частот. У дійсності ж, зі зниженням частоти починає відчуватися дія вхідного подільника, що складається з розділової ємності  $C_p$  та опору  $R_3$ . Нагадаємо, що коефіцієнт ділення цього подільника  $\kappa(\omega)$  прямує до нуля при  $\omega \rightarrow 0$ , тому зображеній на рис. 2.23 підйом має зі зниженням частоти перетворитися на спад, і залежність  $|k(\omega)|$  може виявитися немонотонною (крива 3).

Для оптимальної корекції АЧХ в області низьких частот обирають такі значення  $R_\Phi$  і  $C_\Phi$ , при яких АЧХ ще залишається монотонною, але зсунутою в бік низьких частот (крива 2 на рис. 2.23). Оптимальна гранична частота  $\omega_{H\text{opt}}$ , яку при цьому

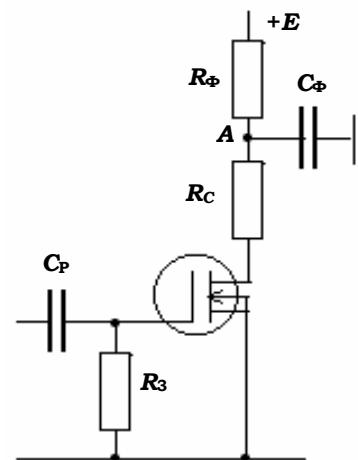


Рис. 2.22

отримують, може бути в кілька разів нижчя від граничної частоти  $\omega_H$  за відсутності корекції (крива 2).

Окрім корегування АЧХ фільтр  $R_\Phi C_\Phi$  дає ще один позитивний ефект: він не пропускає змінних складових струму ні від каскаду до джерела живлення, ні від джерела до каскаду. Цим виключається можливість зв'язків між каскадами через джерело живлення, що може призвести до нестійкості та самозбудження багатокаскадного підсилювача (розглядається далі).

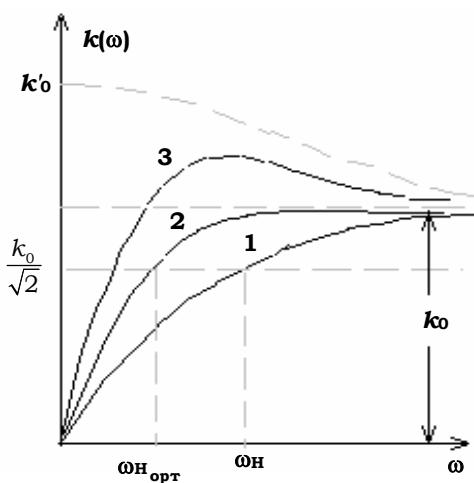


Рис. 2.23

### 2.2.6. Нелінійні спотворення

Основним завданням, яке стоїть перед будь-яким підсилювачем радіосигналів, є відтворення на виході вхідного сигналу в підсиленому вигляді, але за умови точного збереження його форми. Тобто вихідний сигнал має бути точно пропорційним до вхідного, де коефіцієнт пропорційності є коефіцієнтом підсилення. Як вже зазначалося, коефіцієнт підсилення дорівнює  $k = -SR_H$ , де  $R_H$  – це опір навантаження, а  $S$  – крутість транзистора. Але крутість транзистора – це похідна від його прохідної характеристики, і вона істотно залежить від базово-емітерної, тобто вхідної його напруги.

Вважати крутість незмінною величиною можна лише на коротких ділянках прохідної характеристики. Отже, коефіцієнт підсилення може вважатися незмінним і забезпечувати пропорційність вхідних і вихідних сигналів лише тоді, коли сам вхідний сигнал є досить малою величиною. Щодо великих вхідних сигналів, то треба враховувати викривленість прохідної характеристики, і вихідний сигнал вже перестає бути пропорційним до вхідного. Спотворення, яких він зазнає, називаються **нелінійними спотвореннями**, оскільки їх причиною є нелінійності на шляху проходження підсилюваного сигналу.

Виникнення нелінійних спотворень ілюструє рис. 2.24. Зображеня на ньому побудова, подібна до тих, з якою ми будемо ще неодноразово стикається, має такий сенс: на нижній частині рисунка в координатах  $v_{\text{вх}}(t)$  зображено вхідний сигнал, який у даному випадку вважається синусоїдальним. Верхня частина рисунка показує типову прохідну характеристику  $I_C = f(v_{\text{BE}})$ . Вхідний сигнал проектується на неї й отримуємо залежність  $I_C = f(t)$ , тобто графік струму, що протікає в колі стоку й дає пропорційний до нього вихідний сигнал  $v_{\text{вих}} = -I_C R_H$ . У результаті проектування синусоїдального вхідного сигналу на непрямолінійну прохідну характеристику стоковий струм (і разом з ним вихідний сигнал) втрачає вигляд гармонічної функції: його верхня частина витягується вгору й загострюється, а нижня, на-впаки, стає більш короткою та заокругленою. Така періодична, але негармонічна функція може розглядатись як сума цілої низки гармонічних сигналів як з основною частотою (перша гармоніка), яку мав вхідний сигнал, так і вищих гармонік цього сигналу. Отже, нелінійні спотворення, на відміну від лінійних, призводять до виникнення у спектрі підсиленого сигналу нових частотних компонент, яких не було у вхідному сигналі. Нелінійні спотворення небажані саме тим, що во-

## Основи радіоелектроніки

ни, викривлюючи форму підсилюваного сигналу, "засмічують" його спектр новими частотними компонентами.

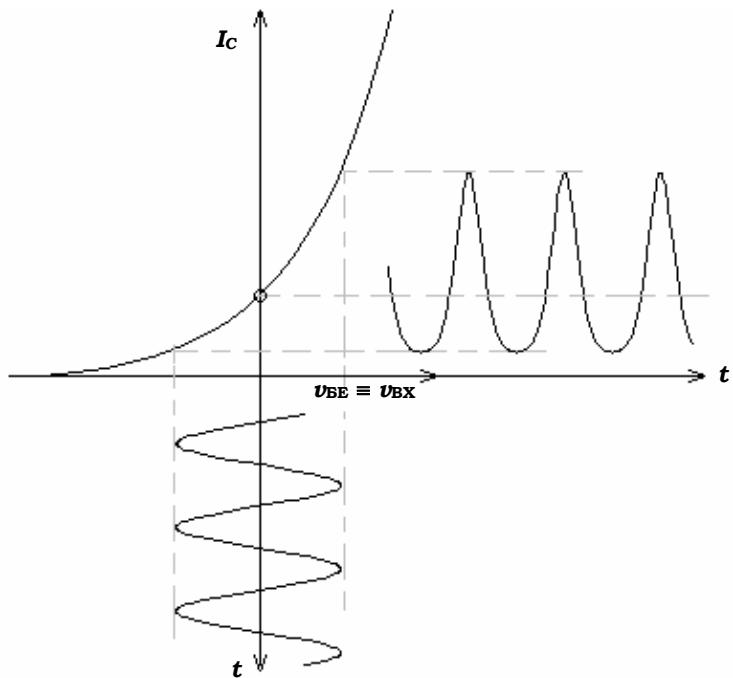


Рис. 2.24

Для зменшення нелінійних спотворень слід обирати положення робочої точки на прохідній характеристиці в області, де вона є найбільш прямолінійною і не допускати надто великих амплітуд вхідних сигналів, які б виходили за межі ділянки прохідної характеристики, которую можна було б вважати більш-менш прямолінійною.

### КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Для чого у схемі, зображеній на рис. 2.4, потрібен опір  $R_3$ ?  
Що може статися за його відсутності?
2. Для чого на вході підсилювача ставлять розділову ємність?  
З яких міркувань вона обирається?

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

---

3. Як експериментально виміряти (наприклад, вольтметром з опором 10 кОм) напругу зміщення на затворі транзистора у схемі, зображеній на рис. 2.8? Чи можна таким вольтметром виміряти зміщення у схемі, зображеній на рис. 2.6?

4. Для чого у схемі, зображеній на рис. 2.8, опір  $R_B$  шунтуєть ємністю  $C_B$ ? З яких міркувань обирається величина цієї ємності?

5. Як впливає величина опору  $R_i$  на коефіцієнт підсилення підсилювача?

6. Відомо, що коефіцієнт підсилення зростає зі збільшенням опору навантаження  $R_C$ . Які фактори обмежують величину  $R_C$  зверху?

7. Що таке фазово-частотна характеристика підсилювача? Чи пов'язаний її хід із ходом амплітудно-частотної характеристики?

8. Яким чином вихідна ємність підсилювача впливає на коефіцієнт підсилення? Починаючи з яких частот відчувається цей вплив?

9. На еквівалентній схемі підсилювача (рис. 2.10) опір навантаження  $R_C$  увімкнено паралельно транзистору, а на принциповій схемі того самого підсилювача (рис. 2.4) – послідовно з транзистором. Як це пояснити?

10. Що таке лінійні спотворення сигналу підсилювачем? Чим вони обумовлені?

11. Яким має бути співвідношення тривалості імпульсу та сталих часу  $\tau_B$  і  $\tau_H$ , щоб імпульс не зазнавав спотворень у підсилювачі?

12. Чому, пройшовши через підсилювач з транзистором, увімкненим за схемою СЕ, імпульс змінює свою полярність?

13. Чи можна спотворення форми сигналу, спричинене спадом коефіцієнта підсилення підсилювача в області високих частот, компенсувати відповідним ослабленням підсилення в області низьких частот?

14. З яких міркувань підбирається оптимальна величина корегуючої індуктивності у схемі, зображеній на рис. 2.20?

15. У підсилювачі з корекцією високих частот реактивний опір індуктивності, увімкненої в коло стоку, зростає із частотою. Чому на досить високих частотах все ж таки спостерігається зниження коефіцієнта підсилення?

16. Про фільтр  $R_\Phi C_\Phi$ , зображений на рис. 2.22, кажуть, що він створює розв'язку каскаду щодо джерела живлення. Що це означає?

1. У підсилювачі, зображеному на рис. 2.8, режим транзистора:  $U_{CB} = 10$  В;  $U_{3B} = -1,5$  В;  $I_C = 5$  мА. Напруга джерела живлення  $E = 25$  В. Визначте величини опорів  $R_C$  та  $R_B$ .
2. Крутість МДН-транзистора 5 мА/В, внутрішній опір 12 кОм. Яким має бути навантажувальний опір  $R_C$ , щоб коефіцієнт підсилення дорівнював 20? У скільки разів зросте коефіцієнт підсилення, якщо  $R_C$  подвоїти?
3. Внутрішній опір польового транзистора 10 кОм, опір навантаження 5 кОм, вихідна ємність 30 пФ. Чому дорівнює верхня гранична частота каскаду?
4. Верхня гранична частота підсилювача  $f_B = 160$  кГц. На якій частоті докручення фази  $\Delta\phi(\omega)$  дорівнюватиме  $60^\circ$ ?
5. На скільки децибелів зміниться коефіцієнт підсилення підсилювача в області частот  $\omega \gg \omega_B$  при зміні частоти на одну декаду (у десять разів)?
6. У підсилювачі, зображеному на рис. 2.8,  $R_3 = 0,25$  МОм,  $R_B = 500$  Ом, найнижча підсилювана частота  $f_H = 40$  Гц. Визначте величини ємностей  $C_P$  та  $C_B$ .
7. Крутість польового транзистора 5 мА/В, вихідний опір 10 кОм, вихідна ємність каскаду 20 пФ. Яке підсилення можна отримати на цьому транзисторі, якщо необхідно підсилювати імпульси тривалістю в 1 мкс?  
*Вказівка:* Щоб спотворення імпульсу були невеликими, потрібно забезпечити рівномірне підсилення всіх його гармонік, аж до десятої.
8. Якою має бути розділова ємність на вході підсилювального каскаду, щоб він підсилював без спотворень прямоугутні імпульси тривалістю  $10^{-2}$  с? Опір  $R_3$  у колі затвору становить  $10^5$  Ом.
9. Яку величину повинна мати оптимальна корегуюча індуктивність для підсилювача, дані якого наведено в задачі № 3? До якої частоти розшириться його смуга пропускання (при нерівномірності не більше 3 дБ)?

## 2.3. ПІДСИЛЮВАЧІ НА БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ

### 2.3.1. Режим транзистора в підсилювальному каскаді

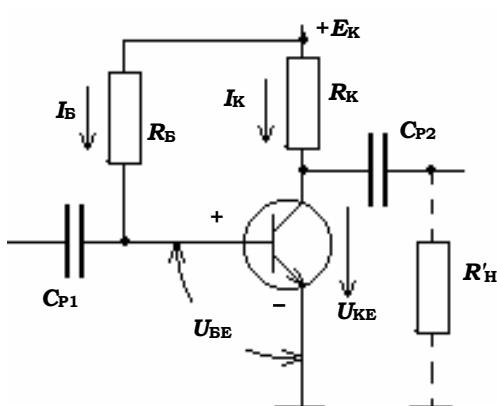


Рис. 2.25

Найпростішу схему підсилювального каскаду на біполярному транзисторі зі спільним емітером (СЕ) подано на рис. 2.25, основними елементами якої є сам транзистор і опір  $R_K$ , увімкнений у колекторне коло транзистора.

На відміну від роботи в статичному режимі, коли колекторна напруга фіксована й визначається безпосередньо підключеним до колектора джерелом живлення  $E_K$ , постійна складова колекторної напруги  $U_{KE0}$  визначається як

$$U_{KE0} = E_K - I_K R_K , \quad (2.17)$$

тобто частина напруги джерела живлення  $E_K$  спадає на опорі  $R_K$ , не доходячи до транзистора. Такий режим роботи транзистора називають **динамічним**.

Щоб визначити положення робочої точки транзистора, який працює в динамічному режимі, треба рівняння (2.17) розв'язати сумісно з рівнянням  $I_K = f(U_{KE}, I_B)$ , що описує сім'ю вихідних характеристик транзистора. Цю задачу можна розв'язати графічно, накресливши на графіку сім'ї вихідних характеристик пряму, що відповідає рівнянню (2.17), як це зроблено на рис. 2.26. Пряма відсікає на осі абсцис відрізок, рівний  $E_K$  (відповідний режиму  $I_K = 0$ , коли транзистор повністю закритий), а на осі ординат відкладається відрізок  $I_K = E_K / R_K$  (який відповідає короткому замиканню транзистора).

Робоча точка визначатиметься як перетин цієї прямої з однією з характеристик, що відповідає заданому значенню базового струму  $I_B$ . Положення робочої точки О рекомендовано обирати приблизно на рівних відстанях як від режиму запирання транзистора (точка А), так і від режиму його насищення (точка В). Таким чином, положення робочої точки

## Основи радіоелектроніки

визначає відповідне значення базового струму (на рис. 2.26 воно відповідає  $I_{B3}$ ), а також величину постійних складових колекторного струму  $I_{K0}$  і напруги  $U_{KE0}$ . Спад напруги на опорі  $R_K$  становить  $U_{RK} = I_{K0}R_K$ .

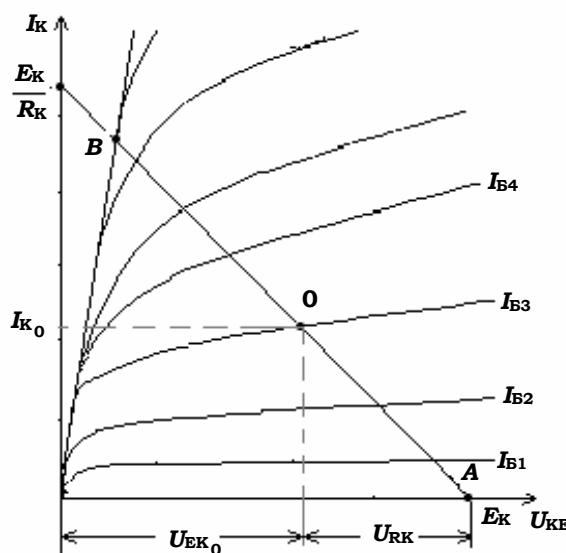


Рис. 2.26

Знаючи величину базового струму, можна визначити потрібне значення опору  $R_B$  з очевидного рівняння

$$E_K = U_{BE} + I_B R_B, \quad (2.18)$$

де  $U_{BE} = f(I_B, U_{KE})$  і величину  $R_B$  можна знайти побудовою на сім'ї вхідних характеристик прямої, яка б відповідала рівнянню (2.18), подібно до того, як це було зроблено вище при розрахунку режиму колекторного кола. Оскільки ж величина  $U_{BE}$  зазвичай становить десяті частки вольта, тоді як  $E_K$  принаймні на порядок більше, то з достатньою точністю можна в (2.18) знехтувати  $U_{BE}$  і визначати  $R_B$  як

$$R_B = E_K / I_B. \quad (2.19)$$

Розділові ємності  $C_{P1}$  та  $C_{P2}$  призначені для того, щоб пристрой, які можуть бути підключенні до входу та виходу каскаду, не могли порушити встановлений режим транзистора. Разом з тим, ці ємності мають не перешкоджати проходженням вхідних і вихідних змінних сигналів.

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

налів. Для цього потрібно забезпечити виконання співвідношень  $\omega_H R_{\text{bx}} C_{P1} \gg 1$  та  $\omega_H R'_H C_{P2} \gg 1$ , де  $\omega_H$  – найнижча частота, яку має підсилювати каскад,  $R_{\text{bx}}$  – його вхідний опір, а  $R'_H$  – опір навантаження каскаду. Тобто реактивні опори ємностей  $C_{P1}$  та  $C_{P2}$  мають бути набагато меншими від активних опорів  $R_{\text{bx}}$  та  $R'_H$ . При підрахунках коефіцієнта підсилення каскаду у формули (2.21) – (2.28) як величину опору навантаження  $R_H$  слід підставляти  $R_K \parallel R'_H$ , оскільки щодо змінних компонент струму й напруги ці два опори ввімкнені паралельно.

### 2.3.2. Основні параметри підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах

Визначивши режим транзистора, можна приступати до розрахунку основних параметрів підсилювального каскаду – коефіцієнтів підсилення змінних складових струму й напруги, вхідного та вихідного опорів. Для розрахунку цих величин зручно подати біполярний транзистор у вигляді чотириполюсника, що описується набором  $h$ -параметрів, які визначаються в околі робочої точки транзистора (рис. 2.27).

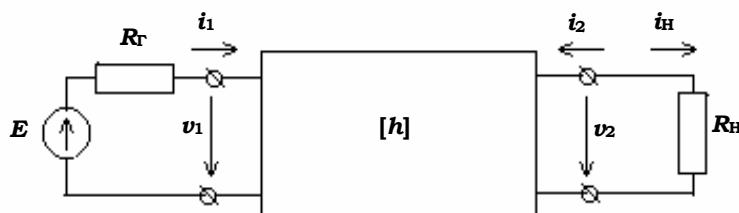


Рис. 2.27

До входу транзистора підключено генератор вхідного сигналу – джерело напруги  $E$  з внутрішнім опором  $R_f$ , а на виході транзистор навантажений опором  $R_H$ , через який тече струм  $i_H$ . Вхідна напруга  $v_1$  і вихідний струм транзистора  $i_2$  виражуються через  $i_1$  та  $v_2$  відомими формулами – рівняннями чотириполюсника в  $h$ -параметрах:<sup>8</sup>

$$v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2; \quad (2.20, a)$$

<sup>8</sup> Нагадаємо, що транзистор можна описувати моделлю лінійного чотириполюсника лише тоді, коли йдеться про малі змінні складових струмів і напруг.

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2 . \quad (2.20, \delta)$$

Очевидно, що  $i_H = -i_2$ , а напруга на опорі навантаження дорівнює

$$v_2 = i_H R_H . \quad (2.21)$$

**Коефіцієнтом підсилення за струмом** є відношення струму, який тече крізь навантажувальний опір, до вхідного струму:

$$k_i = i_H / i_1 = -i_2 / i_1 .$$

Підставляючи до (2.20, б) вираз (2.21), одержимо:

$$k_i = - \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_H} . \quad (2.22)$$

**Вхідним опором** підсилювача називають відношення вхідної напруги до вхідного струму  $R_{bx} = v_1 / i_1$ . Якщо підставити значення  $v_1$  із формулі (2.20, а) і подати  $v_2$  через струм  $i_1$ :  $v_2 = -i_2 R_H = k_i i_1 R_H$ , то одержимо

$$R_{bx} = h_{11} + h_{12}k_i R_H = h_{11} - \frac{h_{12}h_{21}}{h_{22} + 1/R_H} . \quad (2.23)$$

Отже, вхідний опір підсилювального каскаду виявляється залежним не лише від  $h$ -параметрів транзистора, але й від величини опору навантаження. Причина полягає в наявності внутрішнього зворотного зв'язку через параметр  $h_{12}$ , який пов'язує вхідну напругу  $v_1$  з вихідною напругою  $v_2$ . Слід зауважити, оскільки у більшості транзисторів параметр  $h_{12}$  дуже малий, то другий доданок у формулі (2.23) буває зазвичай набагато меншим від першого і ним можна знехтувати, так що величину вхідного опору  $R_{bx}$  можна приблизно вважати рівною  $h_{11}$ .

**Коефіцієнтом підсилення за напругою** є відношення напруги на виході підсилювача до напруги на його вході:

$$k_U = \frac{v_2}{v_1} = \frac{i_H R_H}{i_1 R_{bx}} = k_i \frac{R_H}{R_{bx}} . \quad (2.24)$$

Підставивши в (2.24) раніше знайдені  $k_i$  та  $R_{bx}$  (останнє в першому наближенні можна вважати рівним  $h_{11}$ ), отримаємо вираз для коефіцієнта підсилення за напругою:

$$k_U = - \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{R_H}{1 + h_{22}R_H} . \quad (2.25)$$

Для розрахунку вихідного опору підсилювального каскаду треба дещо модифікувати схему, зображену на рис. 2.27. Замість навантажувального опору  $R_H$  треба ввімкнути пробну ЕРС, що створює на

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

виході чотириполюсника напругу  $v_2$ , а ЕРС  $E$ , що була на його вході, видалити зі схеми, зберігши, однак, її внутрішній опір  $R_\Gamma$  (рис. 2.28).

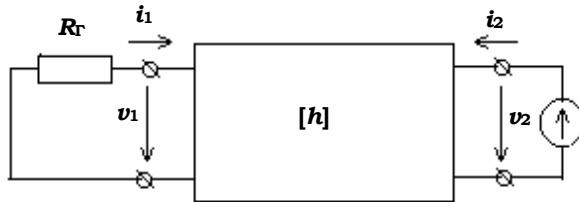


Рис. 2.28

**Вихідним опором** вважається відношення напруги  $v_2$  до струму  $i_2$ , що нею створюється у вихідному колі чотириполюсника:

$$R_{\text{вих}} = v_2 / i_2 \text{ } ^9. \quad (2.26)$$

Підставивши в (2.26) значення  $i_2$  з рівняння (2.20, б), дістанемо

$$\frac{1}{R_{\text{вих}}} = h_{21} \left( \frac{i_1}{v_2} \right) + h_{22}. \quad (2.27)$$

Щоб знайти зв'язок між струмом  $i_1$  і напругою  $v_2$ , повернемося знову до рівняння (2.20, а). Як видно з рис. 2.28, напруга  $v_1$  створюється струмом  $i_1$ , що протікає через опір  $R_\Gamma$ . Отже,  $v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2 = -i_1 R_\Gamma$ , звідки

$$i_1 = - \frac{h_{12}v_2}{h_{11} + R_\Gamma}.$$

Підставивши цей вираз у (2.27), одержимо

$$\frac{1}{R_{\text{вих}}} = h_{22} - \frac{h_{12}h_{22}}{h_{11} + R_\Gamma}. \quad (2.28)$$

Тут, як і у формулі (2.23), через мализну параметра  $h_{12}$  другим доданком у (2.28) можна знехтувати і в першому наближенні вважати, що  $R_{\text{вих}} \approx h_{22}^{-1}$ .

Вирази (2.20) – (2.28) справедливі як для ввімкнення транзистора за схемою СБ, так і за схемою СЕ. Слід лише конкретизувати значення  $h$ -параметрів транзистора, додаючи нижній індекс "Е" для ввімк-

---

<sup>9</sup> Фактично  $R_{\text{вих}}$  – це внутрішній опір підсилювача як джерела сигналу для наступного каскаду або опору навантаження. У ролі ЕРС такого джерела буде виступати величина  $k_U U_{\text{вх}}$ .

## Основи радіоелектроніки

---

---

нення за схемою зі спільним емітером або "Б" для ввімкнення за схемою зі спільною базою.

Для оцінки можливих значень всіх цих величин візьмемо як приклад деякі типові значення  $h$ -параметрів біполярного транзистора середньої чи малої потужності, увімкненого за схемою зі спільним емітером:  $h_{11_E} = 1 \text{ кОм}$ ,  $h_{12_E} = 3,10^{-4}$ ,  $h_{21_E} = 40$  та  $h_{22_E} = 5,10^{-5} \text{ См}$ . Нехай опір навантаження становить  $R_H = 5 \text{ кОм}$ , а внутрішній опір генератора  $R_\Gamma = 200 \text{ Ом}$ . Підставивши ці значення у вищеприведені формули, одержимо

$$k_{i_E} = -32; \quad R_{\text{вх}_E} = 952 \text{ Ом};$$

$$k_{U_E} = -167; \quad R_{\text{вих}_E} = 23,8 \text{ кОм}.$$

Зробимо аналогічні оцінки й для підсилювача, в якому той самий біполярний транзистор увімкнений за схемою зі спільною базою, переврахувавши вищеприведені  $h_E$ -параметри в  $h_B$ -параметри, тоді:  $h_{11_B} = 24,3 \text{ Ом}$ ,  $h_{12_B} = 9,2 \cdot 10^{-4}$ ,  $h_{21_B} = -0,97$ ,  $h_{22_B} = 1,22 \cdot 10^{-6} \text{ См}$ , і параметри підсилювального каскаду СБ становитимуть:

$$k_{i_B} = 0,97; \quad R_{\text{вх}_B} = 29 \text{ Ом};$$

$$k_{U_B} = 168; \quad R_{\text{вих}_B} = 334 \text{ кОм}.$$

Порівнюючи одержані результати, можна дійти таких висновків:

а) коефіцієнти підсилення за струмом і напругою в підсилювачі зі спільним емітером виявляються від'ємними, що вказує на те, що такий підсилювач інвертує фазу підсилювального сигналу. Позитивні значення  $k_{i_B}$  та  $k_{U_B}$  для СБ-підсилювача означають, що фаза підсилювального сигналу інверсії не зазнає;

б) модуль коефіцієнта підсилення за струмом  $k_{i_B}$  досить великий і близький до  $h_{21_E}$ , тоді як у СБ-підсилювачі підсилення за струмом немає. Що ж до коефіцієнтів підсилення за напругою, то їхні модулі в обох випадках майже одинакові;

в) впадає в очі значна різниця у величинах входного та вихідного опорів: для СЕ-підсилювача  $R_{\text{вих}}$  більше  $R_{\text{вх}}$  у 25 разів, а для СБ-підсилювача – аж у 11700 разів.

Малий входний опір є істотним недоліком підсилювачів на біполярних транзисторах. Вхідний опір каскаду разом з внутрішнім опором генератора  $R_\Gamma$  утворюють подільник напруги, так що до входу каскаду доходить лише частина тієї напруги  $E$ , яку створює джерело входного сигналу:

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

---



---

$$v_1 = E \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}}.$$

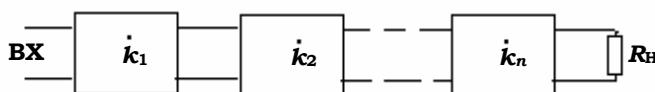
Щодо величини напруги, яка доходить до входу каскаду, СБ-підсилювачі значно гірші за СЕ-підсилювачі. Дійсно, якщо за ефективний коефіцієнт підсилення вважати відношення  $v_{\text{вих}} / E$ , то для розглянутого вище прикладу воно дорівнюватиме  $-109$  для підсилювача СЕ і лише  $9,2$  для СБ-підсилювача.

Великий вихідний опір підсилювального каскаду водночас є і його істотним недоліком, оскільки більша частина його вихідного сигналу буде спадати на внутрішньому вихідному опорі каскаду, не доходячи до входу наступного пристрою, яким цей каскад навантажений. За цими ознаками СБ-підсилювач також програє порівняно з СЕ-підсилювачем. Ось чому увімкнення транзистора зі спільним емітером застосовується в підсилювальних схемах значно частіше, ніж увімкнення зі спільною базою. Тому в подальшому розглядатимемо в основному підсилювальні каскади, в яких транзистор увімкнений за схемою зі спільним емітером.

Слід зазначити, що підсилювачі зі спільною базою мають і деякі позитивні якості, про які йтиметься далі: їм притаманна більш висока порівняно з СЕ-підсилювачами температурна стабільність і спроможність успішно працювати до більш високих частот. Їх великий вихідний опір виявляється інколи не недоліком, а перевагою, наприклад, у схемах резонансних підсилювачів.

### 2.3.3. Багатокаскадний підсилювач

Для отримання коефіцієнта підсилення, більшого, ніж той, який спроможний дати окремий поодинокий каскад, каскади сполучають послідовно, щоб сигнал з вихіду попереднього каскаду подавався на вхід наступного (рис. 2.29).



**Рис. 2.29**

Загальний коефіцієнт підсилення  $K$  такого багатокаскадного підсилювача є добутком коефіцієнтів підсилення  $n$  складових каскадів

## Основи радіоелектроніки

---

---

$$\dot{K} = \dot{k}_1 \cdot \dot{k}_2 \dots \dot{k}_n = \prod_{j=1}^{j=n} \dot{k}_j , \quad (2.29)$$

де за коефіцієнти підсилення взято їх комплексні значення. Модуль коефіцієнта підсилення багатокаскадного підсилювача буде добутком модулів  $k_j$  окремих каскадів<sup>10</sup>

$$|\dot{K}| = \prod_{j=1}^{j=n} k_j , \quad (2.30)$$

тоді як загальний зсув фази  $\Psi$  дорівнюватиме сумі зсувів фаз у цих каскадах

$$\Psi = \sum_{j=1}^{j=n} \psi_j . \quad (2.31)$$

Основна проблема, яка виникає при послідовному сполученні каскадів, – це узгодження їхніх вхідних і вихідних опорів. При застосуванні польових транзисторів така проблема не виникає, оскільки їх вхідний опір дуже великий і, отже, вхід наступного каскаду не навантажує вихід попереднього.

Інша справа в підсилювачах на біполярних транзисторах, у яких вхідний опір звичайно набагато менший від вихідного. Тут під величиною  $k_j$  слід розуміти не коефіцієнт підсилення одного окремо взятого каскаду, а його коефіцієнт підсилення, коли цей каскад навантажений вхідним опором наступного. Для цього у формулі (2.22) – (2.25) замість  $R_{H_j}$  слід підставляти  $R_{H_j} \parallel R_{Bx_{j+1}}$ <sup>11</sup>.

Зменшення ефективного опору навантаження призводить до істотного зниження підсилення каскаду. Наприклад, для конкретного випадку, розглянутого в попередньому підрозділі, модуль коефіцієнта підсилення за напругою для каскаду зі спільним емітером знижується (при врахуванні вхідного опору наступного каскаду) з 167 до 31. Якщо ж виконується умова  $R_{Bx_{j+1}} \ll R_{H_j}$ , то навантаженням каскаду можна вважати вхідний опір наступного каскаду. У випадку ідентичних каскадів у формулі (2.24)  $R_{Bx}$  та  $R_H$  скорочуються, і коефіцієнт підсилення каскаду за напругою виявляється рівним коефіцієнту підсилення за струмом.

---

<sup>10</sup> Якщо модуль коефіцієнта підсилення виражено в децибелах, то ці значення підсумовуються.

<sup>11</sup> За винятком останнього каскаду.

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

Для підсилювача зі СБ, у якого  $k_{i_B} \approx |h_{21B}| < 1$ , це призводить до того, що коефіцієнт підсилення за напругою багатокаскадного підсилювача взагалі стає меншим від одиниці. Звідси висновується, що побудова багатокаскадного підсилювача з безпосередньо сполучених між собою каскадів, у яких транзистори ввімкнені за схемою зі спільною базою, не має сенсу.

### КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Чи при всіх способах увімкнення транзистора (СЕ, СБ) коефіцієнт передачі за струмом і напругою буде від'ємним?
2. Як (якісно) залежить вхідний опір підсилювального каскаду від опору навантаження? Чому взагалі існує така залежність?
3. Коефіцієнт підсилення за напругою зростає зі збільшенням навантажувального опору  $R_K$ . Вкажіть причини, через які  $R_K$  не слід вибирати надто великим.
4. Коефіцієнти підсилення за напругою у схемах СЕ та СБ ( $k_{U_E}$  та  $k_{U_B}$ ) виявилися за модулем (див. п. 2.3.2) майже рівними. Це випадковість чи певна загальна закономірність?
5. Чому малий вхідний опір підсилювального каскаду зазвичай вважають його недоліком? Який підсилювач щодо цього кращий – із СЕ чи СБ?
6. Чому в багатокаскадному підсилювачі коефіцієнт підсилення каскаду виявляється меншим, ніж тоді, коли цей самий каскад працює окремо?
7. Чому не має сенсу робити багатокаскадний підсилювач з каскадів на транзисторах, увімкнених за схемою зі спільною базою? (Вважається, що вхід наступного каскаду вмикається безпосередньо до виходу попереднього).
8. З яких міркувань обирається в підсилювачі положення робочої точки на вихідній характеристиці?

### ЗАДАЧІ

1. Обчисліть  $k_i$ ,  $R_{bx}$ ,  $k_U$  та  $R_{vих}$  для підсилювача із СЕ за заданими параметрами транзистора та опорами  $R_H$  і  $R_L$ :

## Основи радіоелектроніки

$$h_{11_E} = 1500 \text{ Ом}; \quad h_{12_E} = 6 \cdot 10^{-5}; \quad h_{21_E} = 20; \quad h_{22_E} = 50 \text{ мкСм}; \\ R_H = 5 \text{ кОм}; \quad R_\Gamma = 500 \text{ Ом}.$$

2. Зробіть перерахунок наведених у задачі № 1  $h_E$ -параметрів у  $h_B$ -параметри. Обчисліть  $k_i$ ,  $R_{\text{вх}}$ ,  $k_U$ ,  $R_{\text{вих}}$  для підсилювача СБ ( $R_H$  та  $R_\Gamma$  взяти з умови задачі № 1). Порівняйте з результатами задачі № 1.

3. Обчисліть загальне підсилення за напругою підсилювача, який складається з двох ідентичних каскадів СЕ. Дані параметрів транзисторів та величину опору  $R_H$  взяти з умови задачі № 1.

4. Режим транзистора:  $U_{KE} = 3 \text{ В}$ ;  $I_K = 10 \text{ мА}$ ;  $U_{BE} = 0,4 \text{ В}$ ;

$I_B = 0,1 \text{ мА}$ . Параметр  $h_{21_E} = 40$ ; напруга джерела живлення  $E_K = 8 \text{ В}$ .

Знайдіть опори  $R_K$ ,  $R_B$  для схеми, зображеній на рис. 2.25.

## 2.4. ЗВОРОТНИЙ ЗВ'ЯЗОК У ПІДСИЛЮВАЧАХ

У підсилювачах широко застосовується зворотний зв'язок (ЗЗ), сутність якого полягає в тому, що певна частина вихідного сигналу (напруги або струму) повертається на вхід підсилювача. У ряді випадків завдяки цьому вдається істотно поліпшити деякі важливі характеристики та параметри підсилювачів.

Уперше чітке поняття про зворотний зв'язок з'явилось саме в радіоелектроніці. Звідси воно було запозичене теорією автоматичного регулювання та кібернетикою. У широкому сенсі ЗЗ як *вплив результатів певного процесу на умови його протікання* на сьогодні став фундаментальним поняттям, якому належить важлива роль у багатьох природничих і гуманітарних науках – хімії, біології, психології, соціології, економіці тощо.

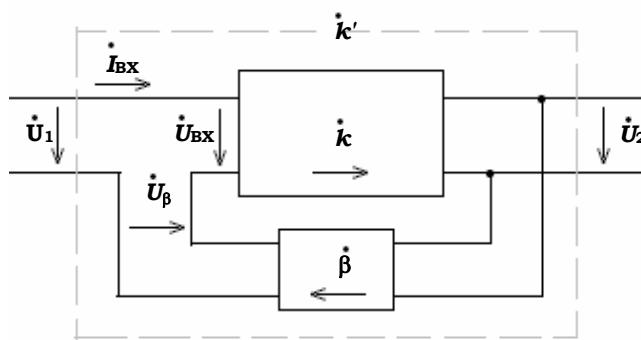
### 2.4.1. Послідовний зворотний зв'язок за напругою

При послідовному зворотному зв'язку за напругою частина вихідної напруги  $\dot{U}_\beta = \dot{\beta} \dot{U}_2$  подається на вхід підсилювача послідовно із зовнішнім вхідним сигналом  $\dot{U}_1$  (рис. 2.30). Отже, вхідна напруга підсилювача дорівнюватиме

$$\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_1 + \dot{\beta} \dot{U}_2. \quad (2.32)$$

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

Коефіцієнт підсилення підсилювача дорівнює  $\dot{k} = k e^{j\phi_k}$ , де  $k$  – модуль коефіцієнта підсилення,  $\phi_k$  – поворот фази сигналу, спричинений підсилювачем; обидві ці величини можуть залежати від частоти сигналу. Analogічно і  $\beta$  – коефіцієнт передачі чотириполюсника зворотного зв'язку – може бути величиною комплексною:  $\dot{\beta} = \beta e^{j\phi_\beta}$ , де  $\beta$  і  $\phi_\beta$  також можуть залежати від частоти.



**Рис. 2.30**

Вихідна напруга  $\dot{U}_2 = \dot{k}\dot{U}_{\text{вх}}$ . Якщо підставити замість  $\dot{U}_{\text{вх}}$  вираз (2.32), одержимо  $\dot{U}_2 = \dot{k}\dot{U}_1 + \dot{k}\dot{\beta}\dot{U}_2$ , звідки можна отримати ефективний коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого зворотним зв'язком:

$$\dot{k}' = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\dot{k}}{1 - \dot{k}\dot{\beta}} = \frac{k e^{j\phi_k}}{1 - k\beta e^{j\phi}}, \quad (2.33)$$

де  $\phi = \phi_k + \phi_\beta$  – поворот за фазою сигналу, який пройшов через підсилювач і повернувся на його вхід, тобто повний поворот за фазою в колі зворотного зв'язку.

Нескладними перетвореннями комплексних величин, що входять до виразу (2.33)<sup>12</sup>, можна отримати модуль коефіцієнта підсилення  $\dot{k}'$ :

$$k' = \frac{k}{\sqrt{1 - 2k\beta \cos \phi + k^2\beta^2}}. \quad (2.34)$$

<sup>12</sup> За формулою Ейлера.

### 2.4.2. Позитивний і негативний зворотний зв'язок

Найбільш простого вигляду вираз (2.34) набуває при  $\phi = 0$  або  $\phi = \pi$ . **Позитивним зворотним зв'язком** (ПЗЗ) називають випадок, коли  $\phi = 0$  (або  $\phi = 2n\pi$ , де  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ). При цьому сигнал зворотного зв'язку  $\dot{U}_\beta$  буде синфазним з вхідною напругою підсилювача  $\dot{U}_{\text{вх}}$ , а ефективний коефіцієнт підсилення дорівнюватиме

$$k' = \frac{k}{1 - k\beta} > k. \quad (2.35)$$

Таким чином, маємо простий спосіб збільшення коефіцієнта підсилення – досить лише створити позитивний зворотний зв'язок. Спрямовуючи  $k\beta$  до одиниці, можна отримати як завгодно великий коефіцієнт підсилення, щоправда, як покажемо далі, ціною погіршення стабільноті, частотних властивостей та інших важливих характеристик підсилювача.

Слід взяти до уваги, що  $k', k$  та  $\beta$  – модулі, тобто можуть бути тільки позитивними числами. Тому при  $k\beta > 1$  вираз (2.35) втрачає сенс. Далі буде показано, що при  $k\beta > 1$  виникає самозбудження коливань і підсилювач перетворюється на автогенератор (див. п. 2.4.8).

При  $\phi = \pi$  (або  $\phi = (2n - 1)\pi$ ) сигнал ЗЗ протифазний до вхідної напруги  $\dot{U}_{\text{вх}}$  і послаблює останню. Такий **зворотний зв'язок** називається **негативним** (НЗЗ). Ефективний коефіцієнт підсилення чотириполосника, охопленого НЗЗ, дорівнює

$$k' = \frac{k}{1 + k\beta} < k, \quad (2.36)$$

тобто він завжди менший від коефіцієнта підсилення "чистого" підсилювача.

### 2.4.3. Вплив послідовного зворотного зв'язку за напругою на вхідний опір підсилювача

Вхідний опір "чистого" підсилювача визначається виразом  $\dot{Z}_{\text{вх}} = \dot{U}_{\text{вх}} / \dot{I}_{\text{вх}}$ , а підсилювача, охопленого зворотним зв'язком, – як

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

---



---

$\dot{Z}'_{\text{bx}} = \dot{U}_1 / \dot{I}_{\text{bx}}$ . Підставивши в (2.32) вираз  $\dot{U}_2 = k\dot{U}_{\text{bx}}$ , дістанемо  $\dot{U}_1 = \dot{U}_{\text{bx}}(1 - k\dot{\beta})$ . Отже, вхідний опір  $\dot{Z}'_{\text{bx}}$  виявляється рівним

$$\dot{Z}'_{\text{bx}} = \frac{\dot{U}_{\text{bx}}}{\dot{I}_{\text{bx}}} (1 - k\dot{\beta}) = \dot{Z}'_{\text{bx}}(1 - k\dot{\beta}). \quad (2.37)$$

При ПЗЗ ефективний вхідний опір  $\dot{Z}'_{\text{bx}}$  зменшується порівняно з вхідним опором "чистого" підсилювача, а при негативному – збільшується. Останнє здебільшого буває бажаним, оскільки підсилювач з великим вхідним опором потребує меншої потужності вхідного сигналу й краще узгоджується з високоомним джерелом вхідної напруги.

### 2.4.4. Зменшення завад і спотворень

При проходженні сигналу через підсилювач, до нього зазвичай додаються завади, що виникають у самому підсилювачі – шуми, фон від недостатньо відфільтрованих джерел живлення та вищі гармоніки самого підсилюваного сигналу, що виникають унаслідок нелінійних спотворень (див. п. 2.2.6). Джерелом цих завад можна умовно вважати деякий генератор завад  $U_3$ , увімкнений на виході підсилювача (рис. 2.31). Сам же підсилювач вважатимемо ідеальним і вільним від завад. За наявності кола НЗЗ напруга завад  $U'_3$  на виході системи додівнюватиме

$$U'_3 = \frac{U_3}{1 + k\beta},$$

тобто величина завад зменшується в  $1 + k\beta$  разів. Але у стільки ж разів зменшується й величина корисного сигналу. Для того, що скомпенсувати цю втрату, слід у  $1 + k\beta$  разів збільшити величину вхідного сигналу  $U_1$ .

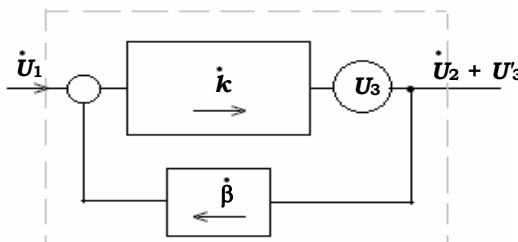


Рис. 2.31

На перший погляд проведені маніпуляції здаються безглуздими, але лише доти, доки не йдеться про кінцевий каскад підсилювача. Річ у тому, що нелінійні спотворення зазвичай утворюються саме в кінцевому каскаді, якому доводиться мати справу із вхідними сигналами великих амплітуд, які виходять за межі лінійної ділянки його прохідної характеристики. У кінцевому каскаді бажано мати не стільки велике підсилення за напругою, скільки велику абсолютну величину та потужність вихідного сигналу при малих нелінійних спотвореннях. А одержання потрібного підсилення за напругою можна перекласти на попередні каскади підсилювача, де вхідні сигнали мають малі амплітуди.

#### **2.4.5. Стабільність коефіцієнта підсилення**

Відомо, що внаслідок різних причин (коливання температури, нестабільність напруги джерел живлення тощо) параметри транзисторів зазнають змін, і це врешті-решт позначається на величині коефіцієнта підсилення  $k$  підсилювача. Зворотний зв'язок може посилити цю нестабільність, або, навпаки, зробити величину коефіцієнта підсилення  $k'$  менш схильною до всяких змін. Розглянемо, як приклад, випадок ПЗЗ. Виконавши диференціювання виразу (2.35) за  $k$ , дістанемо

$$\frac{dk'}{dk} = \frac{k'}{k} \frac{1}{1 - k\beta}. \quad (2.38)$$

Замінимо диференціали скінченними приростами, тоді (2.38) набуває вигляду

$$\frac{\Delta k'}{k'} = \frac{\Delta k}{k} \frac{1}{1 - k\beta}, \quad (2.39)$$

тобто відносні зміни  $k'$  будуть у  $\frac{1}{1 - k\beta}$  разів більшими за відносні зміни  $k$ . Навпаки, при НЗЗ:

$$\frac{\Delta k'}{k'} = \frac{\Delta k}{k} \frac{1}{1 + k\beta} \quad (2.40)$$

і відносні зміни коефіцієнта підсилення  $k'$  виявляються меншими від зміни  $k$ .

Для дуже глибокого НЗЗ, коли  $k\beta \gg 1$ , вираз для  $k'$  зводиться до вигляду  $k' = 1/\beta$ , так що  $k'$  взагалі стає незалежним від коефіцієнта підсилення підсилювача. Оскільки коло зворотного зв'язку буває зазвичай пасивним чотириполюсником, коефіцієнт передачі якого не

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

залежить від режиму та умов роботи підсилювача, то ефективний коефіцієнт підсилення  $k'$  вдається в цьому випадку підтримувати з високим ступенем стабільності, однак ціною істотного зниження коефіцієнта підсилення (у  $k\beta$  разів).

### 2.4.6. Вплив негативного зворотного зв'язку на частотну характеристику

Негативний зворотний зв'язок стабілізує також коефіцієнт підсилення в діапазоні частот, при цьому він зменшується більшою мірою на тих частотах, на яких його значення велике, і майже не змінюється

на частотах, де його величина мала. У результаті частотна характеристика стає більш рівномірною, хоча в цілому розташована нижче такої ж характеристики за відсутності зворотного зв'язку (рис. 2.32). Верхня гранична частота при цьому підвищується, а нижня, навпаки, знижується, і загалом смуга пропускання підсилювача розширяється. Ці міркування можна кількісно підтвердити на прикладі однокаскадного підсилювача, частотна характеристика якого в області високих частот описується виразом

$$\dot{k}(\omega) = -\frac{k_0}{1 + j\omega\tau_B}, \quad (2.41)$$

де  $\tau_B$  – стала часу підсилювача в області високих частот.

За наявності частотнозалежного зворотного зв'язку вираз для ефективного коефіцієнта підсилення набуває вигляду

$$\dot{k}'(\omega) = \frac{\dot{k}(\omega)}{1 - \dot{k}(\omega)\beta}^{13}, \quad (2.42)$$

Підставивши сюди вираз (2.41) і виконавши нескладні перетворення, можна звести (2.42) до вигляду, подібного до (2.41)<sup>14</sup>:

<sup>13</sup> Для спрощення розрахунків вважатимемо, що  $\beta$  є дійсною та позитивною величиною.

<sup>14</sup> Зважте на те, що в результаті обертання фази підсилювачем утворюваний зворотний зв'язок виявляється негативним (знак "плюс" у знаменнику виразу (2.42)).

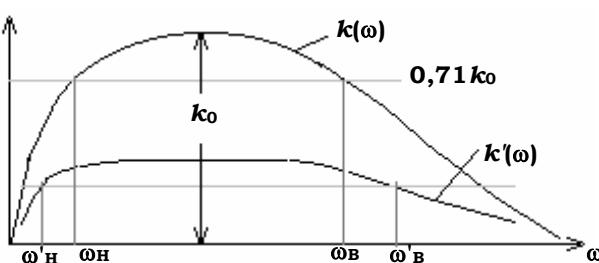


Рис. 2.32

двоється, а нижня, навпаки, знижується, і загалом смуга пропускання підсилювача розширюється. Ці міркування можна кількісно підтвердити на прикладі однокаскадного підсилювача, частотна характеристика якого в області високих частот описується виразом

## Основи радіоелектроніки

$$\dot{k}'(\omega) = -\frac{k'_0}{1 + j\omega\tau'_B},$$

де  $k'_0 = \frac{k_0}{1 + k_0\beta}$ ,  $\tau'_B = \frac{\tau_B}{1 + k_0\beta}$ . Відповідно верхня гранична частота  $\omega'_B$  виявляється рівною  $\omega'_B = 1/\tau'_B = \omega_B(1 + k_0\beta) > \omega_B$ . Аналогічні обчислення можна виконати й для області низьких частот.

### 2.4.7. Зворотний зв'язок у багатокаскадному підсилювачі

Складнішим є випадок багатокаскадного підсилювача. Один каскад, увімкнений за схемою СЕ, на середніх частотах, де  $k(\omega) \approx k_0$ , повертає фазу сигналу на  $\psi_k = \pi$  (рис. 2.33)<sup>15</sup>. Однак на високих і низьких частотах, де стає помітним вплив реактивних елементів каскаду, підсилюваний сигнал зазнає додаткового повороту фази на  $\Delta\psi(\omega)$  таким чином, що при  $\omega \rightarrow 0$ :  $\psi_k \rightarrow 3\pi/2$ , а при  $\omega \rightarrow \infty$ :  $\psi_k \rightarrow \pi/2$ . Для  $N$  каскадів загальний поворот фази в підсилювачі становить

$$\Psi_k(\omega) = N\psi_k = N\pi + N\Delta\psi(\omega).$$

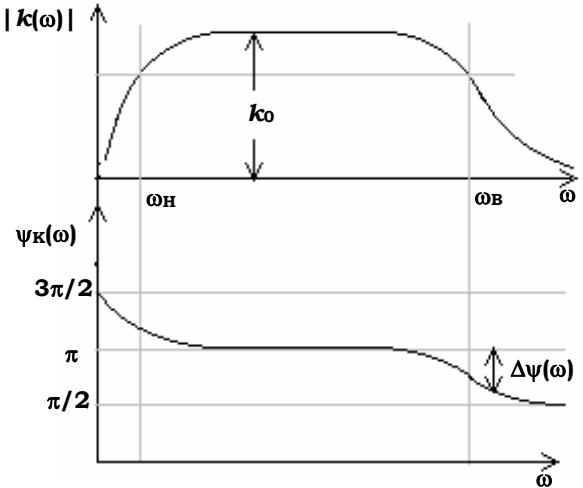


Рис. 2.33

$$(2.43)$$

Загальний поворот фази у колі зворотного зв'язку становитиме

$$\Psi(\omega) = \Psi_k(\omega) + \psi_\beta = N\pi + N\Delta\psi(\omega) + \psi_\beta. \quad (2.44)$$

Поклавши  $\psi_\beta + N\pi = \pi(2n - 1)$ , на середніх частотах забезпечується НЗЗ, але при достатньо великій кількості каскадів (наприклад,  $N > 3$ ) доданок  $N\Delta\psi(\omega)$  вже може стати на деякій частоті рівним  $\pi$ , і на ній НЗЗ перетворюється на позитивний. Це приведе до зростання підсилення на цих частотах (рис. 2.34), а, можливо, і до самозбудження під-

<sup>15</sup> Каскад, увімкнений за схемою СБ, в області середніх частот повертає фазу на  $\psi_k = 0$ .

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

---



---

силувача. Тому НЗЗ у багатокаскадних підсилювачах слід застосовувати з обережністю та перевіряти систему на можливість самозбудження.

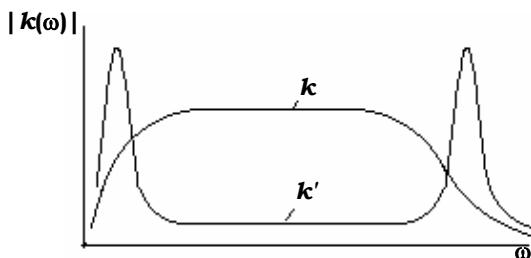


Рис. 2.34

### 2.4.8. Умови самозбудження. Критерій Найквіста

Щоб охоплений зворотним зв'язком підсилювач став самозбудженим, необхідно й достатньо виконання двох умов:

а) фазової умови

$$\psi = \psi_K + \psi_\beta = 2\pi n \quad (n = 0, 1, 2, \dots). \quad (2.45)$$

Ця умова означає, що сигнал, який пройшов через підсилювач, коло зворотного зв'язку й повернувся назад на його вхід, повинен мати ту саму фазу, що й первинний вхідний сигнал;

б) амплітудної умови

$$1 - k\beta < 0, \text{ тобто } k\beta > 1. \quad (2.46)$$

Зміст цієї умови полягає в тому, що сигнал, який повернувся на вхід підсилювача, має бути хоч трохи більшим за первинний, тоді після кожного обходу кола зворотного зв'язку він зростатиме в геометричній прогресії в  $k\beta$  разів. Якщо ж  $k\beta < 1$ , то прогресія буде спадною, і сигнал, що виник одного разу, не зростатиме, а згасатиме.

Самозбуджуватися будуть коливання з тією частотою, для якої обидві умови (2.45) і (2.46) виконуються одночасно. Для перевірки підсилювача на стійкість (тобто на відсутність самозбудження) треба переконатися, що на жодній частоті зазначені умови не реалізуються одночасно. Із цією метою для ряду частот обчислюють значення комплексної величини  $\dot{k}(\omega)\dot{\beta}(\omega) = k\beta e^{j(\psi_K + \psi_\beta)} = k\beta e^{j\psi(\omega)}$ .

Далі, з початку координат на площині комплексної змінної будеться знайдений вектор  $\dot{k}\dot{\beta}$ . Його довжина відповідає модулю  $k\beta$ , а

## Основи радіоелектроніки

кут відносно дійсної осі координат становить  $\psi(\omega)$  (рис. 2.35). Геометричне місце кінців векторів, підраховані для всіх частот від нуля до нескінченності, утворює криву, яку називають **діаграмою Найквіста**. Оскільки зазвичай  $k = 0$  при  $\omega = 0$  і  $\omega = \infty$ , то ця крива починається й закінчується в початку координат<sup>16</sup>. Умовою відсутності самозбудження є критерій Найквіста, який формулюється так: *підсилювач буде стійким, якщо точка +1 дійсної осі координат розташована за межами діаграми.*

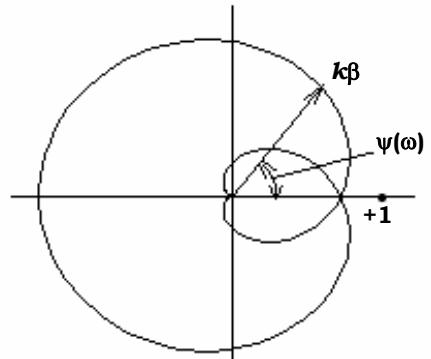


Рис. 2.35

### 2.4.9. Паралельний зворотний зв'язок за напругою

При зазначеному типі зворотного зв'язку вихід підсилювача приєднується паралельно до його входу через опір зворотного зв'язку  $R_{33}$  (рис. 2.36). Одним з важливих наслідків такого ввімкнення є зміна вхідного опору підсилювача. Якщо для "чистого" підсилювача вхідний опір дорівнював  $R'_{\text{bx}} = U_1 / I_{\text{bx}}$ , то тепер він буде  $R'_{\text{bx}} = U_1 / I'_{\text{bx}}$ , де вхідний струм  $I'_{\text{bx}} = I_{\text{bx}} + I_{33}$ ;  $I_{33}$  – струм через опір зворотного зв'язку  $I_{33} = (U_1 - U_2) / R_{33}$ .

Розглянемо докладніше випадок негативного зворотного зв'язку, коли  $U_2 = -kU_1$  (цей випадок у практиці зустрічається найчастіше).

Тоді  $I_{33} = U_1 \frac{(1+k)}{R_{33}}$ , і вхідний струм підсилювача виявляється рівним

$$I'_{\text{bx}} = \frac{U_1}{R_{\text{bx}}} + U_1 \frac{1+k}{R_{33}} = U_1 \left( \frac{1}{R_{\text{bx}}} + \frac{1+k}{R_{33}} \right) = \frac{U_1}{R_{\text{bx}} \parallel \frac{R_{33}}{1+k}}.$$

Таким чином,

$$R'_{\text{bx}} = R_{\text{bx}} \parallel \frac{R_{33}}{1+k}. \quad (2.47)$$

Звідси видно, що при паралельному негативному зворотному зв'язку вхідний опір підсилювача за достатньо великих  $k$  може істотно знизитись.

<sup>16</sup> Для підсилювачів постійних струмів і напруг це буде не так.

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

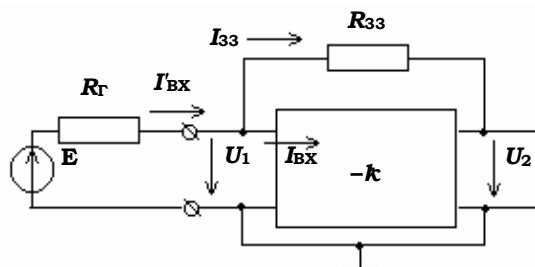


Рис. 2.36

Сам по собі паралельний НЗЗ не знижує коефіцієнта підсилення: відношення вихідної напруги до вхідної, як і раніше, залишається рівним  $k$ , однак, якщо розглядати ефективний коефіцієнт підсилення  $k'$  як відношення вихідної напруги  $U_2$  до напруги джерела вхідного сигналу  $E$ , то слід враховувати ділення напруги  $E$  на подільнику, утворюваному внутрішнім опором джерела – генератора  $R_\Gamma$  – і вхідним опором підсилювача. Тоді

$$U_1 = \frac{R'_{\text{bx}}}{R'_{\text{bx}} + R_\Gamma} E.$$

Тепер ефективний коефіцієнт підсилення дорівнюватиме

$$k' = \frac{U_2}{E} = -\frac{kU_1}{E} = -\frac{k}{1 + R_\Gamma / R'_{\text{bx}}}.$$
 (2.48)

Якщо  $R_{\text{bx}} \gg R_{33} / (1 + k)$  та  $k \gg 1$ , то  $R'_{\text{bx}} \approx R_{33} / (1 + k) \approx R_{33} / k$ . Звідси

$$|k'| = \frac{k}{1 + k \frac{R_\Gamma}{R_{33}}} = \frac{k}{1 + k\beta}$$

Таким чином, вираз для ефективного коефіцієнта підсилення зводиться до виразу (2.36), де роль коефіцієнта зворотного зв'язку належить величині  $\beta = R_\Gamma / R_{33}$ . Оскільки реальні джерела сигналів завжди мають певний внутрішній опір, то цей ефект треба враховувати.

Особливим є випадок, коли паралельний зворотний зв'язок здійснюється не через активний опір  $R_{33}$ , а через ємність  $C_{33}$ . У цьому випадку внесена на вхід підсилювача через коло негативного паралельного зворотного зв'язку провідність  $j\omega C_{33}(1 + k)$  приєднується до вхідної провідності підсилювача, і його загальна вхідна ємність дорівнюва-

## Основи радіоелектроніки

тиме  $C'_{\text{вх}} = C_{\text{вх}} + C_{33}(1 + k)$ , що може набагато перевищувати власну вхідну ємність  $C_{\text{вх}}$ .

У багатокаскадних підсилювачах збільшена вхідна ємність наступного каскаду приєднується до вихідної (паразитної) ємності попереднього каскаду й може істотно знизити його верхню граничну частоту.

### 2.4.10. Негативний зворотний зв'язок у деяких реальних схемах підсилювачів

**Підсилювач з емітерним опором.** Послідовний негативний зворотний зв'язок за напругою можна досить просто створити, увімкнувши в коло емітера опір  $R_E$  (рис. 2.37). Зі збільшенням вхідної напруги  $v'_{\text{вх}}$  струм  $i_E$  зростає і створює на цьому опорі напругу  $v_{R_E} = i_E R_E \approx i_K R_E$ , яка пропорційна до вихідної напруги  $v_{\text{вих}} = i_K R_K$ . Напруга  $v_{R_E}$  входиться у вхідне коло транзистора, але діє в протифазі до прикладеної ззовні вхідної напруги  $v'_{\text{вх}}$ , отже, утворюється послідовний негативний зворотний зв'язок.

Коефіцієнт підсилення каскаду, охопленого таким зворотним зв'язком, визначимо як  $k' = v_{\text{вих}} / v'_{\text{вх}}$ . Він відрізняється від "внутрішнього" коефіцієнта підсилення  $k = v_{\text{вих}} / v_{\text{вх}}$ , де  $v_{\text{вх}} = v_{\text{БЕ}} \approx i_B h_{11E}$  – напруга між базою і емітером, яка безпосередньо керує роботою транзистора. Як видно,  $v'_{\text{вих}} = v_{\text{вх}} + v_{R_E} = v_{\text{вх}} + i_E R_E$ , отже:

$$\frac{1}{k'} = \frac{v'_{\text{вих}}}{v_{\text{вих}}} = \frac{v_{\text{вх}}}{v_{\text{вих}}} + \frac{i_E R_E}{i_E R_E} \approx \frac{1}{k} + \frac{R_E}{R_K}.$$

Звідси маємо, що коефіцієнт підсилення такого каскаду дорівнює

$$k' = \frac{k}{1 + k \frac{R_E}{R_K}} \text{ або } k' = \frac{k}{1 + k \beta}, \text{ де } \beta = \frac{R_E}{R_K}.$$

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

Якщо  $k\beta \gg 1$ , то одиницею в знаменнику можна знехтувати, і тоді  $k' \approx R_E / R_K$ . Вхідний опір каскаду можна визначити як  $R'_{BX} = v'_{BX} / i_B$ . Зовнішня вхідна напруга, яка вже визначена, дорівнює

$$v'_{BX} = v_{BX} + v_{R_E} = h_{11_E} i_B + (i_B + i_K) R_E = h_{11_E} i_B + i_B (1 + h_{21_E}) R_E^{17}.$$

Отже,

$$R'_{BX} = h_{11_E} + (1 + h_{21_E}) R_E, \quad (2.49)$$

$i$  може бути набагато більшим за вхідний опір власне транзистора  $R_{A0} = v_{A0} / i_A \approx h_{11_E}$ .

Дещо складніше визначати вихідний опір каскаду. Для цього слід виконати такі дії (див. п. 2.3.2, рис. 2.28):

а) покласти рівною нулю ЕРС генератора сигналу у вхідному колі, зберігши внутрішній опір генератора  $R_\Gamma$ ;

б) відімкнути зовнішнє навантаження (у даному випадку – резистор  $R_K$ );

в) на місце опору  $R_K$  увімкнути пробну ЕРС  $v$ . Відношення цієї ЕРС до струму  $i$ , що через неї протікає,  $i$  буде вихідним опором схеми  $R'_{VH} = v / i$ . Після таких перетворень наша схема виглядатиме, як зображено на рис. 2.38<sup>18</sup>.

Виходити будемо з другого рівняння транзистора у  $h$ -параметрах:

$$i_K = h_{21_E} i_B + h_{22_E} v_{KE}, \quad (2.50)$$

де  $v_{KE} = v - i_E R_E \approx v - i_K R_E$ . Для вхідного кола транзистора  $i_B (R_\Gamma + h_{11_E}) + i_E R_E = 0$ . З останнього рівняння, врахувавши, що  $i_E = i_B + i_K$ , одержимо

$$i_B = -i_K \frac{R_E}{h_{11_E} + R_\Gamma + R_E}. \quad (2.51)$$

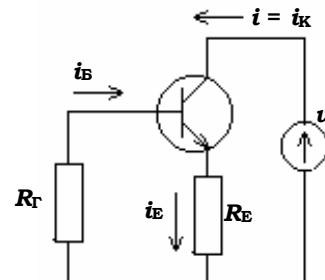


Рис. 2.38

<sup>17</sup> Тут і далі будемо використовувати наближені значення для вхідного опору транзистора, вважаючи його рівним  $h_{11_E}$ , хоча слід було б користуватися складнішою формулою (2.23). Так само вважатимемо, що вихідний опір становить  $1/h_{22_E}$ . Там, де це припустимо будемо також вважати, що  $i_E \approx i_K$ .

<sup>18</sup> Режимні компоненти струмів, напруг і елементів, що їх забезпечують, на рис. 2.38 не зображені.

## Основи радіоелектроніки

---

Підставивши (2.51) у (2.50) і згрупувавши всі члени з колекторним струмом, маємо

$$i_K \left( 1 + \frac{h_{21_E} R_E}{h_{11_E} + R_\Gamma + R_E} + h_{22_E} R_E \right) = h_{22_E} v. \quad (2.52)$$

Нехтуючи останнім членом у дужках, який здебільшого значно менший від усіх інших, отримаємо вираз для вихідного опору

$$R'_{\text{вих}} = \frac{v}{i} = \frac{1}{h_{22_E}} \left( 1 + \frac{h_{21_E} R_E}{h_{11_E} + R_\Gamma + R_E} \right). \quad (2.53)$$

Оскільки другий член у дужках буває зазвичай більшим за одиницю, то і вихідний опір буває більшим за  $1/h_{22_E}$ , тобто за вихідний опір самого транзистора, увімкненого за схемою СЕ. При  $R_E \gg (h_{11_E} + R_\Gamma)$ :

$$R'_{\text{вих}} \approx \frac{1 + h_{21_E}}{h_{22_E}} = \frac{1}{h_{22_E}},$$

а величина вихідного диференціального опору може становити кілька мегомів. При тому омічний опір цієї схеми  $R_0 = U_{KE_0} / I_{K_0}$  може бути на кілька порядків меншим.

Як і в транзисторі, увімкненому за схемою СБ, струм у колі колектора буде дуже слабко залежати від напруги  $U_{KE_0}$  та  $E$ . Отже, транзистор з опором у колі емітера можна вважати генератором стабільного струму, величина якого керується лише регулюванням струму  $i_B$  у колі бази.

Можна було б, звичайно, скористатися як регульованим джерелом струму транзистором, увімкненим за схемою СБ, у якій  $R_{\text{вих}} \approx 1/h_{22_E}$  також є дуже великим. Але в ньому  $R_{\text{вх}}$  дуже малий, і цим він постуپається розглянутій вище схемі транзистора, увімкненого за схемою СЕ з опором у колі емітера. Крім того, схема СБ потребує для своєї роботи два різнополярні джерела живлення.

**Емітерний провторювач.** Емітерний повторювач – це підсилювальний каскад, у якому коефіцієнт негативного зворотного зв'язку  $\beta = 1$ . Навантаженням у ньому є опір  $R_E$ , увімкнений в емітерне коло транзистора, тоді як колектор приєднаний безпосередньо до джерела живлення  $E$  (рис. 2.39)<sup>19</sup>. При цьому вся вихідна напруга виявляється вве-

<sup>19</sup> Таке увімкнення транзистора можна вважати схемою зі спільним колектором (СК).

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

деною у вхідне коло з полярністю, що протилежна до полярності вхідного сигналу  $v'_{\text{вх}}$ . Як і раніше, визначимо внутрішній і зовнішній коефіцієнти підсилення як  $k = v_{\text{вих}} / v_{\text{вх}}$  та  $k' = v_{\text{вих}} / v'_{\text{вх}}$ , де  $v'_{\text{вх}} = v_{\text{вх}} + v_{\text{вих}}$ .

Таким чином,

$$\frac{1}{k'} = \frac{v'_{\text{вх}}}{v_{\text{вих}}} = \frac{v_{\text{вх}}}{v_{\text{вих}}} + 1 = \frac{1}{k} + 1.$$

Отже,

$$k' = \frac{k}{k+1} < 1. \quad (2.54)$$

Звідси видно, що величина  $k'$  для емітерного повторювача виявляється завжди дещо меншою від одиниці, тобто емітерний повторювач не підсилює вхідний сигнал за напругою, а лише повторює його на виході з деяким послабленням. Звідси й назва цієї схеми.

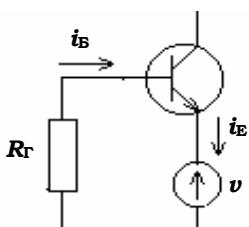


Рис. 2.40

Вхідний опір емітерного повторювача можна обчислювати подібно до того, як це було зроблено для каскаду з емітерним опором (див. формулу (2.49)):  $R'_{\text{вх}} = h_{11E} + (1 + h_{21E})R_E$ . Вихідний опір емітерного повторювача (для змінної складової сигналу) може бути обчисленний тим самим методом, як і попередня схема (рис. 2.40):

$$R'_{\text{вих}} = \frac{v}{i_E}; \quad i_E = i_B(1 + h_{21E}).$$

Струм  $i_B$  утворюється джерелом напруги  $v$  за законом Ома:  $i_B = v / (R_G + h_{11E})$ , отже:

$$R'_{\text{вих}} = \frac{R_G + h_{11E}}{1 + h_{21E}}.$$

Вихідний опір емітерного повторювача буває зазвичай невеликим і при  $R_G = 0$  приблизно дорівнює  $R'_{\text{вих}} = h_{11E} / h_{21E} \approx h_{11E}$ .

На перший погляд, у використанні емітерного повторювача не видно особливого сенсу, оскільки його коефіцієнт підсилення за напругою  $k'$  менший від одиниці. Однак, хоч і не будучи підсилювачем за напругою, емітерний повторювач виявляється прекрасним підсилюва-

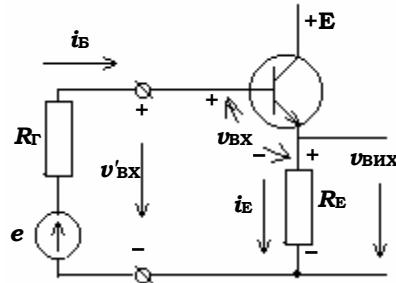


Рис. 2.39

## Основи радіоелектроніки

---

чем за потужністю. Дійсно, потужність вхідного сигналу, потрібного для керування повторювачем, дорівнює

$$P_{\text{вх}} = \frac{v_{m\text{вх}}^2}{2R'_{\text{вх}}} ,$$

тоді як на виході можна отримати потужність

$$P_{\text{вих}} = \frac{v_{m\text{вих}}^2}{2R'_{\text{вих}}} .$$

Оскільки  $v_{\text{вих}} \approx v_{\text{вх}}$ , то підсилення за потужністю становитиме

$$k_P = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{R'_{\text{вх}}}{R'_{\text{вих}}} \gg 1 .$$

Оскільки емітерний повторювач охоплено глибоким негативним зворотним зв'язком, йому притаманні: дуже широка смуга пропускання за частотами, стабільний коефіцієнт підсилення та малі нелінійні спотворення. Емітерний повторювач застосовується там, де необхідно узгодження низькоомного навантаження з генератором, який має великий вихідний опір. Така задача досить часто зустрічається в радіоелектроніці, і розв'язується шляхом увімкнення між генератором і навантаженням емітерного повторювача. Її можна було б, звичайно, розв'язати й за допомогою узгоджувального трансформатора, але ціною зниження напруги сигналу. На відміну від цього, емітерний повторювач забезпечує відтворення вхідного сигналу на низькоомному опорі без спотворення форми сигналу та послаблення його за напругою.

**Стабілізація режиму за допомогою негативного зворотного зв'язку.** Із попереднього розгляду характеристик біполярних транзисторів видно, що величина колекторного струму транзистора, увімкненого за схемою зі спільною базою або спільним колектором, описується виразами:

$$\begin{aligned} I_K &= I_{KBO} + h_{21_E} I_E, \\ I_K &= I_{KE0} + h_{21_E} I_B. \end{aligned} \tag{2.55}$$

Другі доданки цих виразів є керованими частинами колекторного струму, перші ж – його некерованими частинами, обумовленими зворотним струмом закритого колекторно-базового переходу. Цей некерований струм для схеми зі спільною базою дорівнює  $I_{KBO}$ , а для схеми зі спільним емітером він набагато більший і становить

$$I_{KE0} = I_{KBO}(1 + h_{21_E}) . \tag{2.56}$$

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

Саме ці некеровані складові є основною причиною зміни величини колекторного струму зі зміною температури. Дійсно, як  $I_{\text{KBO}}$ , так і  $I_{\text{KEO}}$  з підвищеннням температури подвоюються через кожні  $5-10^{\circ}$ , і при достатньо високій температурі вони можуть стати сумірними з керованою компонентою. Тому радіоелектронна схема розрахована та налаштована для деякої заданої температури (наприклад, для  $20^{\circ}\text{C}$ ), при зміні останньої може вийти з режиму, що, природно, відіб'ється на її роботі. Значний вплив температури на величину колекторного струму – органічна властивість транзистора як напівпровідникового пристрію. Проте, цей вплив можна дещо зменшити нескладним удосконаленням схеми, створивши негативний зворотний зв'язок за режимом.

Одну з таких схем, яка забезпечує стабілізацію робочої точки негативним паралельним зворотним зв'язком за напругою, зображену на рис. 2.41. Від схеми, зображенії на рис. 2.25, вона відрізняється лише тим, що резистор  $R_B$  підключений не до джерела живлення, а до колектора транзистора. На відміну від попередньої схеми, базовий струм дорівнюватиме

$$I_A = \frac{U_{\text{KE}} - U_{\text{EA}}}{R_A} \approx \frac{U_{\text{KE}}}{R_A} = \frac{E - I_K R_K}{R_A}. \quad (2.57)$$

Якщо з будь-якої причини (наприклад, через підвищення температури) струм колектора збільшиться і, отже, зросте спад напруги на опорі  $R_K$ , то напруга на колекторі зменшиться. Наслідком цього буде зменшення величини струму  $I_B$  і відповідно струму колектора. Тобто загальна зміна струму колектора виявиться дещо меншою, ніж в аналогічній ситуації для схеми, зображенії на рис. 2.25.

Для кількісної характеристики температурної нестабільності будь-якої схеми треба мати деякий умовний еталон, з яким можна було б порівнювати її нестабільність. За такий еталон обирають нестабільність некерованої компоненти струму колектора у схемі СБ, тобто  $I_{\text{KBO}}$ , і визначають коефіцієнт нестабільноті як  $s = \Delta I_K / \Delta I_{\text{KBO}} \approx dI_K / dI_{\text{KBO}}$ . Тобто цей коефіцієнт визначає, у скільки разів зміни колекторного струму  $\Delta I_K$  для даної схеми більші порівняно зі змінами струму  $\Delta I_{\text{KBO}}$  базово-колекторного переходу, які відбувалися б за ідентичних умов. Очевидно, для транзистора,

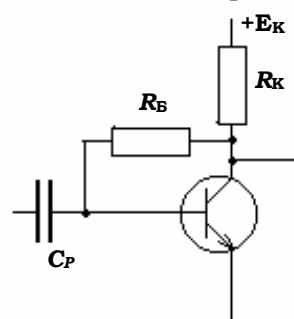


Рис. 2.41

## Основи радіоелектроніки

---

увімкненого за схемою СБ, величина  $s$  близька до одиниці<sup>20</sup>, тоді як у схемі СЕ вона має бути значно більшою.

Наприклад, для схеми, зображененої на рис. 2.25, колекторний струм може бути представлений виразом

$$I_K = I_{KE0} + h_{21E} I_B = I_{KB0}(1 + h_{21E}) + h_{21E} \frac{E_K}{R_B}. \quad (2.58)$$

Оскільки другий доданок у формулі (2.58) від  $I_{KB0}$  не залежить, то коефіцієнт нестабільності для цієї схеми дорівнюватиме  $(1 + h_{21E})$ . На відміну від цього, для схеми на рис. 2.41, колекторний струм дорівнює

$$I_K = I_{KE0} + h_{21E} I_B = I_{KB0}(1 + h_{21E}) + h_{21E} \frac{E_K}{R_B} - h_{21E} \frac{R_K}{R_B} I_K. \quad (2.59)$$

Коефіцієнт нестабільності для неї буде

$$s = \frac{1 + h_{21E}}{1 + h_{21E} \frac{R_K}{R_B}}, \quad (2.60)$$

тобто в  $(1 + h_{21E} R_K / R_B)$  разів меншим, ніж для схеми без стабілізації.

Недоліком схеми на рис. 2.41 є те, що через резистор  $R_B$  здійснюється також негативний паралельний зворотний зв'язок за сигналом. Як відомо з вищерозглянутого, це призводить до зменшення входного опору каскаду та зменшення його ефективного коефіцієнта підсилення. Проте цей недолік можна легко усунути, для чого резистор  $R_B$  слід поділити на дві рівні частини й середню точку заземлити через конденсатор досить великої ємності. Утворюється низькочастотний  $RC$ -фільтр, який не заважатиме проходженню постійної, режимної складової струму бази, але не пропустить змінний сигнал з виходу каскаду на його вход. Для успішної роботи такого фільтра потрібно лише, щоб задовольнялась умова  $\omega_H RC \gg 1$ , де  $\omega_H$  – найнижча частота, яку має підсилювати даний каскад.

Іншу, ефективнішу та частіше застосовувану схему стабілізації робочої точки подано на рис. 2.42. Вона подібна до схеми, зображененої

---

<sup>20</sup> Вона трохи більша від одиниці, оскільки крім струму  $I_{KB0}$  у температурні зміни струму  $I_K$  невеликі внески можуть дати зміни величини  $h_{21B}$ , наприклад  $U_{BE}^*$  тощо.

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

на рис. 2.37, і характеризується наявністю в колі емітера резистора  $R_E$ , який саме й створює негативний зворотний зв'язок за напругою.

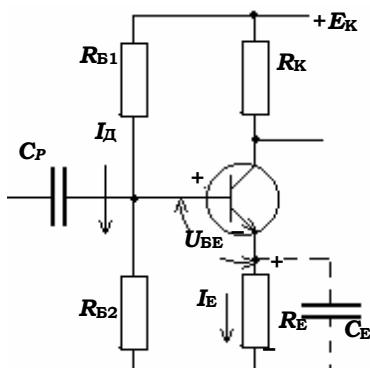


Рис. 2.42

При зростанні струму  $I_K$  (обумовлененою, наприклад, збільшенням температури) зростає також емітерний струм  $I_E$ , унаслідок чого збільшується спад напруги  $U_{RE}$  на резисторі  $R_E$ . Напруга  $U_{BE}$ , що безпосередньо керує транзистором, є різницею двох напруг:

$$U_{BE} = U_{R_{B2}} - I_E R_E = U_{R_{B2}} - I_B R_E - I_K R_E .$$

Два перших члени цього виразу визначаються лише режимом базового кола й від колекторного струму не залежать. Урахування

ж останнього члена приводить до того, що зі зростанням  $I_K$  напруга  $U_{BE}$  зменшується, унаслідок чого зменшується також і струм  $I_K$ , тому його зростання буде дещо меншим, ніж у випадку, коли опору  $R_E$  немає.

Для кількісної оцінки коефіцієнта нестабільності даної схеми потрібно визначити величину струму бази. Зробити це можна за допомогою теореми про еквівалентний генератор. Для цього зобразимо все входне коло у вигляді джерела ЕРС  $e$  з внутрішнім опором  $R_B$  (рис. 2.43).

Згідно із зазначеною теоремою

$$R_B = R_{B1} \parallel R_{B2} = \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}, \quad e = U_{R_{B2}} = I_D R_{B2},$$

де  $I_D$  – наскрізний струм через подільник напруг складений з опорів  $R_{B1}$  та  $R_{B2}$ .

Як видно з рис. 2.43,  $e = I_B R_B + U_{BE} + (I_K + I_B) R_E$  і базовий струм дорівнюватиме

$$I_B = \frac{e - U_{BE} - I_K R_E}{R_E + R_B} \approx \frac{e - I_K R_E}{R_E + R_B}. \quad (2.61)$$

Підставивши (2.61) у (2.58), маємо

$$I_K = I_{K0} (1 + h_{21E}) + h_{21E} \frac{e}{R_E + R_B} - h_{21E} \frac{R_E}{R_E + R_B} I_K .$$

## Основи радіоелектроніки

Отже, коефіцієнт нестабільності схеми, зображененої на рис. 2.42, буде

$$s = \frac{dI_K}{dI_{KBO}} = \frac{1 + h_{21E}}{1 + h_{21E} \frac{R_E}{R_E + R_B}}. \quad (2.62)$$

Якщо  $h_{21E} \gg 1$ , то одиницями у чисельнику та знаменнику порівняно з іншими складовими можна знехтувати й одержати для  $s$  спрощений вираз

$$s \approx 1 + \frac{R_E}{R_E}.$$

Із цього виразу видно, що для зменшення коефіцієнта нестабільності слід збільшувати  $R_E$  і зменшувати  $R_B$ . Однак при надмірному збільшенні  $R_E$  на ньому спадатиме значна частина напруги живлення і, щоб зберегти номінальний режим транзистора, доведеться або зменшувати  $R_K$  (що приведе до зменшення коефіцієнта підсилення), або ж підвищувати напругу живлення  $E_K$ . Зменшення  $R_B$  може бути досягнуто зменшенням опорів подільника  $R_{B1}$  та  $R_{B2}$ . При цьому зростатиме струм подільника  $I_D$  і збільшиться навантаження на джерело живлення, а також зменшиться входний опір каскаду.

Схема, зображена на рис. 2.42, є каскадом з негативним зворотним зв'язком через емітерний опір  $R_E$ . Її коефіцієнт підсилення є істотно меншим, ніж за відсутності опору  $R_E$ , тому, щоб зберегти коефіцієнт підсилення й разом з тим стабілізувати режим каскаду, опір  $R_E$  слід зашунтувати досить великою ємністю  $C_E$  так, щоб виконувалась умова  $\omega_H R_E C_E \gg 1$ . Саме в такому вигляді подібна схема застосовується на практиці.

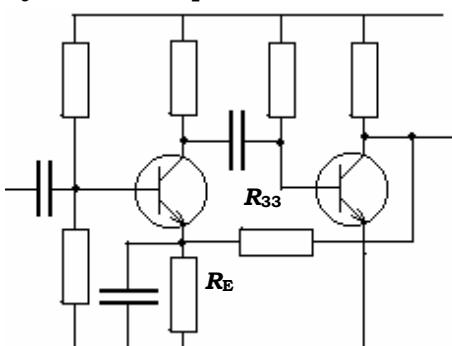


Рис. 2.44

Стабілізація режиму буває ще ефективнішою, якщо негативним зворотним зв'язком охоплюється не один каскад, а два, як показано на рис. 2.44. Як бачимо, напруга зворотного зв'язку подається з виходу другого каскаду в коло емітера першого каскаду через резистор зворотного зв'язку  $R_{33}$ .

У викладених міркуваннях ми вважали, що причиною зміни режиму транзистора (нестабільності робочої

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

точки) є коливання температури, проте іншими причинами, що здатні призводити до аналогічного зсуву робочої точки, можуть бути: нестабільність джерел живлення, поступові зміни властивостей транзисторів (старіння транзисторів), а також заміна даного транзистора на інший. Розглянуті схеми стабілізації робочої точки зменшують також і ці зміни та забезпечують стійкіший режим роботи радіоелектронних схем. До цього слід додати, що аналогічними методами можна стабілізувати режими й у схемах на польових транзисторах.

**Частотна корекція за допомогою негативного зворотного зв'язку.** У п. 2.4.6 показано, що негативний зворотний зв'язок розширює рівномірну ділянку амплітудно-частотної характеристики підсилювача,

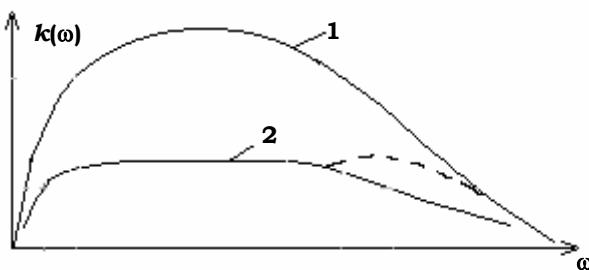


Рис. 2.45

але ціною загального зменшення коефіцієнта підсилення в усьому робочому діапазоні частот (криві 1 та 2 на рис. 2.45). Проте шляхом невеликого ускладнення схеми каскаду з емітерним опором можна досягти ще більшого розширення АЧХ у бік високих частот,

частково "знімаючи" негативний зворотний зв'язок для цих найвищих частот, які ще може підсилювати підсилювач. Це здійснюється шляхом розділення опору  $R_E$  на дві частини, одна з яких шунтується невеликою ємністю  $C_E$  (рис. 2.46). Для низьких і середніх частот наявність ємності  $C_E$  не відіграє істотної ролі, і коефіцієнт підсилення визначається за відомою формулою

$$k'(\omega) = \frac{k(\omega)}{1 + k(\omega) \frac{R_{E1} + R_{E2}}{R_K}}.$$

На високих частотах, де  $\omega R_{E2} C_E \geq 1$  внесок від  $R_{E2}$  у загальний емітерний опір зменшується, сила негативного зворотного зв'язку стає меншою, що й призводить до деякого збільшення коефіцієнта підсилення порівняно з вищевизначеним  $k'(\omega)$  (пунктирна лінія на рис. 2.45).

Вибір сталої часу  $R_{E2} C_E$  і співвідношення  $R_{E2} / R_{E1}$  слід робити обережно, оскільки при нев-

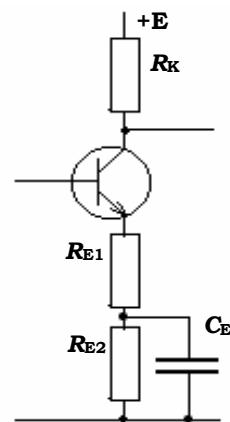


Рис. 2.46

далому виборі цих величин можна недостатньою мірою вирівняти амплітудно-частотну характеристику (недокорекція), або ж, навпаки, отримати на АЧХ горб в області високих частот (перекорекція), що також є небажаним.

## **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Що таке зворотний зв'язок (ЗЗ) у підсилювачі? Що таке позитивний і негативний ЗЗ?
2. Яким буде загальний поворот фази вздовж кільця зворотного зв'язку в підсилювачі, охопленому позитивним ЗЗ?
3. Чи можливий негативний ЗЗ при  $k\beta \gg 1$ ? А позитивний?
4. Як впливає на величину вхідного опору підсилювача негативний послідовний ЗЗ за напругою?
5. Чому негативним ЗЗ особливо бажано охоплювати прикінцеві каскади багатокаскадних підсилювачів?
6. Чи буде паралельний негативний ЗЗ за напругою стабілізувати величину коефіцієнта підсилення?
7. Як відбувається позитивний ЗЗ на загальному вигляді амплітудно-частотної характеристики підсилювача?
8. В однокаскадному підсилювачі за допомогою частотонезалежного коефіцієнта зворотного зв'язку  $\beta$  встановлено (в області середніх частот) негативний ЗЗ. Чи буде цей ЗЗ негативним та- кож на межах смуги пропускання підсилювача?
9. На АЧХ багатокаскадного підсилювача, охопленого негативним ЗЗ, на межах смуги пропускання іноді спостерігаються піки. Як це пояснити?
10. У багатокаскадному підсилювачі, охопленому негативним ЗЗ, на деяких частотах можливе виконання фазової умови самозбудження. Чи дійсно буде підсилювач на таких частотах самозбуджуватись?
11. Чи знижує паралельний негативний ЗЗ за напругою коефіцієнт підсилення підсилювача?
12. Що таке коефіцієнт температурної нетабільності  $s$ ?
13. Чи забезпечують розглянуті схеми стабілізації робочої точки захист лише від змін зовнішньої температури, чи також і від саморозігрівання транзистора?
14. Як впливає активний опір, увімкнений у коло емітера, на коефіцієнт підсилення та на вхідний опір підсилювача?
15. Для чого при стабілізації робочої точки за допомогою опору  $R_E$  останній зазвичай шунтується великою ємністю?

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

16. Чим можна пояснити широку смугу пропускання емітерного повторювача?

17. Для узгодження джерела сигналу з низькоомним навантаженням можна використати трансформатор або емітерний повторювач. У чому переваги останнього?

### ЗАДАЧІ

1. Підсилювач з коефіцієнтом підсилення  $k = -90$  охоплено послідовним ЗЗ за напругою через чотириполюсник, який являє собою інтегруючий  $RC$ -елемент зі сталою часу  $\tau = 10^{-4}$  с. Чому дорівнюватимуть модуль і фаза коефіцієнта підсилення підсилювача на частоті 3 кГц?

2. Підсилювач з коефіцієнтом підсилення  $k$  охоплено послідовним ЗЗ за напругою через чотириполюсник з коефіцієнтом передачі  $\beta = \beta e^{-\psi_\beta}$ , де  $\psi_\beta = \omega t$ . Що являтиме собою АЧХ такого підсилювача? На яких частотах ЗЗ буде позитивним, а на яких – негативним? Знайдіть модуль коефіцієнта підсилення  $k'$  на цих частотах. Прийняти:  $k = 10$ ;  $\phi_k = \pi$ ;  $\beta = 0,08$ ;  $\tau = 10^{-4}$  с.

3. Трикаскадний підсилювач охоплений негативним (на середніх частотах) зворотним зв'язком через чотириполюсник з частотонезалежним коефіцієнтом передачі  $\beta = 0,01$ . Коефіцієнт підсилення одного каскаду  $k_0 = 6$ , стала часу вхідного кола каскаду  $\tau_H = 1,73 \cdot 10^{-3}$  с. На якій частоті негативний ЗЗ перетвориться на позитивний? Чи виникне на цій частоті самозбурдження підсилювача?

4. Обчисліть вхідний опір схеми підсилювача, зображеного на рис. 2.41. Якою має бути величина розділової ємності, щоб найнижча частота каскаду дорівнювала  $f_H = 30$  кГц? Прийняти  $h_{11E} = 3,5$  кОм;  $h_{21E} = 50$ ;  $h_{22E} = 50$  мкСм;  $R_K = 1,2$  кОм;  $R_B = 56$  кОм.

5. Знайдіть коефіцієнт підсилення за напругою, вхідний і вихідний опори емітерного повторювача. Прийняти  $R_E = 600$  Ом;  $R_G = 300$  Ом. Потрібні параметри транзистора взяти з умови задачі № 4.

## 2.5. ЧАСТОТНІ ВЛАСТИВОСТІ ПІДСИЛЮВАЧА НА БІПОЛЯРНОМУ ТРАНЗИСТОРІ

Аналізуючи частотні властивості підсилювача на біполярному транзисторі, доводиться однаковою мірою враховувати як вплив реактивних параметрів схеми, так і інерційність самого транзистора. Тому в цьому випадку аналіз виявляється значно складнішим порівняно з аналізом підсилювача на польовому транзисторі, де основна роль у формуванні частотних властивостей належить реактивним параметрам схеми.

### 2.5.1. Еквівалентна схема підсилювача в області високих частот

Для побудови еквівалентної схеми підсилювача на біполярному транзисторі скористаємося розглянутою раніше фізичною еквівалентною схемою Джюколетто (рис. 2.47):

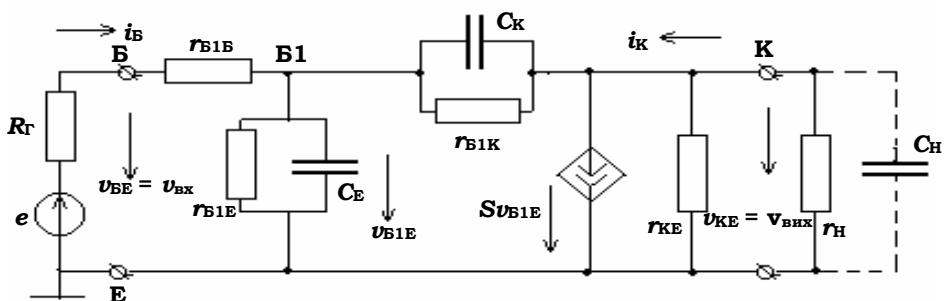


Рис. 2.47

Джерело вхідного сигналу зображене у вигляді генератора ЕРС  $e$  з внутрішнім опором  $R_g$ . Навантаження представлено резистором  $r_H$ , який може бути зашунтованим вихідною (паразитною) ємністю  $C_H$ . Ємність  $C_K$  є бар'єрною ємністю базово-колекторного переходу транзистора. Інерційні властивості транзистора, обумовлені скінченним часом руху носіїв у базі, моделюються ємністю  $C_E$ , яка пов'язана з граничною частотою транзистора  $f_{h21e}$  співвідношенням

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

---



---

$$C_E = \frac{1}{2\pi f_{h21e} r_{B1E}}.$$

Резистор  $r_{B1E}$  зображає диференціальний опір емітерно-базового переходу, а  $r_{B1B}$  – поперечний опір бази. Величина вхідної напруги  $v_{BE}$ , прикладеної до бази транзистора (на низьких і середніх частотах, де ємностями можна знехтувати), пов'язана з ЕРС джерела сигналу  $e$  співвідношенням

$$v_{BE} = e \frac{r_{B1B} + r_{B1E}}{r_{B1B} + r_{B1E} + R_\Gamma} = e \frac{h_{11e}}{h_{11e} + R_\Gamma}, \text{ де } h_{11e} = r_{B1B} + r_{B1E}^{21}. \quad (2.63)$$

Вона менша від ЕРС джерела  $e$ , оскільки частина ЕРС спадає на внутрішньому опорі генератора  $R_\Gamma$ . Струм  $i_k$  у вихідному колі створюється генератором струму  $Sv_{B1E}$ , який керується напругою  $v_{B1E}$ . Вихідна напруга протифазна до вхідної й дорівнює

$$v_{\text{вих}} = -Sv_{B1E}R_H = k'v_{B1E}, \quad (2.64)$$

де  $R_H = r_{KE} \parallel r_H$  – еквівалентний навантажувальний опір, а  $k' = v_{\text{вих}} / v_{B1E} = -SR_H$  – внутрішній коефіцієнт підсилення між виходом, тобто колектором і ефективною базою, – точкою Б1. Щодо  $k = v_{\text{вих}} / v_{BE} = v_{\text{вих}} / v_{B1E}$ , то його можна назвати зовнішнім коефіцієнтом підсилення, який завжди менший від внутрішнього:

$$k = k' \frac{r_{B1E}}{r_{B1B} + r_{B1E}} = k' \frac{r_{B1E}}{h_{11e}}. \quad (2.65)$$

Розв'язування нашої задачі почнемо з перетворення схеми, зображененої на рис. 2.47, таким чином, щоб позбутися елементів  $r_{B1K}$  і  $C_K$ , які пов'язують вхідне та вихідне кола транзистора, і звести її до вигляду, подібного еквівалентній схемі транзистора для  $h$ -або  $g$ -параметрів.

Елементи  $r_{B1K}$  і  $C_K$  увімкнено між виходом та ефективною базою нашого підсилювача, і вони створюють, таким чином внутрішній паралельний негативний зворотний зв'язок, який було розглянуто в п. 2.4.9. Як було доведено, при негативному паралельному зворотному зв'язку провідність  $1/Z_{33}$  елементів, що його створюють, перераховується на вхідне коло домноженням цієї провідності на величину

---

<sup>21</sup> Оскільки опір  $r_{B1K}$  зазвичай дуже великий, то протіканням струму через нього в першому наближенні можна знехтувати.

## Основи радіоелектроніки

$(1 + k')$ . Саме це й зроблено на рис. 2.48, де елементи  $r_{B1K}$  і  $C_K$  перераховано у вхідне коло як

$$C'_K = C_K(1 + k'); \quad r'_{B1K} = r_{B1K} / (1 + k'). \quad (2.66)$$

Тим самим ми виконали поставлену вище задачу, розділивши вхідне та вихідне кола. Тепер усі реактивні елементи (ємності  $C_E$  та  $C'_K$ ), які характеризують наш транзистор, опинилися у вхідному колі, а всі реактивні елементи зовнішньої схеми (ємність  $C_H$ ) – у вихідному. Джерело вхідного сигналу замінено на рис. 2.48 еквівалентним генератором струму  $i$  з внутрішнім опором  $r_{B1B} + R_\Gamma$ , де  $i = e / (r_{B1B} + R_\Gamma)$ .

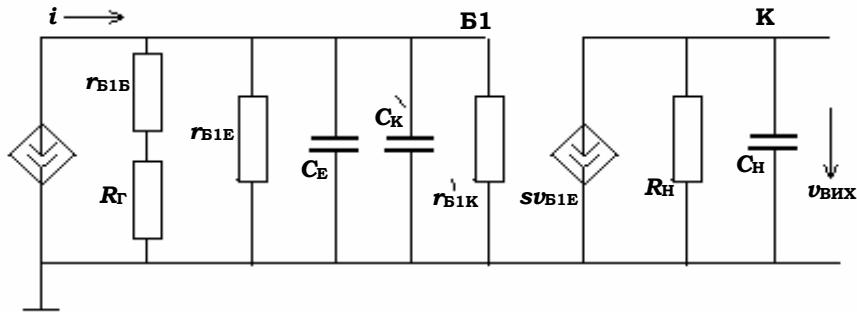


Рис. 2.48

Напругу  $v_{B1E}$ , яка керує струмом у вихідному колі, можна визначити як

$$v_{B1E} = i \left[ (r_{B1B} + R_\Gamma) \parallel r_{B1E} \parallel r'_{B1K} \parallel \frac{1}{j\omega C'_E} \right], \quad (2.67)$$

де  $C'_E = C_E + C_K(1 + SR_H)$ . Звичайно одиницею порівняно з  $SR_H = k'$  можна знехтувати, отже,  $C'_E \approx C_E + C_K SR_H$ . Можна знехтувати також і внеском опору  $r'_{B1K}$  порівняно з  $r_{B1E}$ , оскільки останній зазвичай набагато менший від  $r'_{B1K}$ .

### 2.5.2. Коефіцієнт підсилення в області високих частот

Згідно з (2.64) вихідна напруга дорівнює  $v_{vih} = -S v_{B1E} R_H$ . Ємність  $C_H$  вважатимемо поки що рівною нулю. Підставивши у вираз для  $v_{vih}$  значення  $v_{B1E}$  із формули (2.67), дістанемо

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

---



---

$$\begin{aligned} v_{\text{вих}} &= -SR_H \frac{e}{r_{B1B} + R_\Gamma} [(r_{B1E} + R_\Gamma) \parallel r_{B1E} \parallel \frac{1}{j\omega C'_E}] = \\ &= -SR_H e \frac{r_{B1E}}{r_{B1B} + R_\Gamma + r_{B1E}} \frac{1}{1 + j\omega \tau'_E}, \end{aligned} \quad (2.68)$$

де  $\tau'_E$  – ефективна стала часу у схемі підсилювача:

$$\tau'_E = [(r_{B1B} + R_\Gamma) \parallel r_{B1E}] [C_E + C_K SR_H]. \quad (2.69)$$

Коефіцієнт підсилення каскаду  $k$  визначається відношенням  $v_{\text{вих}} / v_{\text{вх}}$ , де вхідна, тобто базово-емітерна напруга дорівнює

$$v_{BE} = e \frac{h_{11e}}{h_{11e} + R_\Gamma}.$$

Врахувавши притаманні схемі Джіоколетто співвідношення  $Sr_{B1E} = h_{21e}$ ,  $r_{KE} \approx 1/h_{22e}$  та  $R_H = r_H \parallel r_{KE} = \frac{r_H}{1 + h_{22e}r_H}$ , дістанемо для коефіцієнта підсилення вираз

$$k = \frac{v_{\text{вих}}}{v_{\text{вх}}} = - \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \frac{R_H}{1 + j\omega \tau'_E} = k_0 \frac{1}{1 + j\omega \tau'_E}, \quad (2.70)$$

де  $k_0 = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \frac{r_H}{1 + h_{22e}r_H}$  – уже отриманий нами коефіцієнт підсилення каскаду в області середніх частот (2.25). Вираз (2.70) відрізняється від (2.25) співмножником, що описує частотну залежність коефіцієнта підсилення, яка виявляється подібною до частотної залежності для підсилювача на польовому транзисторі (2.3). Отже, за відсутності ємності у вихідному колі ( $C_H = 0$ ) верхня гранична частота, на якій підсилення каскаду становитиме  $k_0 / \sqrt{2}$ , дорівнюватиме  $\omega_B = 1/\tau'_E$ . Якщо ж врахувати наявність ємності  $C_H$ , то замість  $R_H$  у формулу (2.70) слід підставити повний опір навантаження, який тепер становитиме

$$Z_H = (R_H \parallel \frac{1}{j\omega C_H}) = \frac{R_H}{1 + j\omega \tau_H}, \quad (2.71)$$

де  $\tau_H = R_H C_H$ . Отже, загальний коефіцієнт підсилення каскаду такий:

$$k(\omega) = k_0 \frac{1}{1 + j\omega \tau'_E} \frac{1}{1 + j\omega \tau_H}.$$

У першому наближення сталі часу можна об'єднати та звести одержаний вираз до вигляду

$$k(\omega) = k_0 \frac{1}{1 + j\omega\tau}, \quad (2.72)$$

де  $\tau = \tau'_E + \tau_H$  – загальна стала часу підсилювального каскаду; вона дорівнює сумі сталох часу транзистора та навантаження. Верхня гранична частота каскаду дорівнюватиме  $\omega_B = 1/\tau$ , а вигляд АЧХ і ФЧХ буде та-кий самий, як на рис. 2.12, для підсилювача на польовому транзисторі.

### 2.5.3. Коефіцієнт підсилення в області низьких частот

Коефіцієнт підсилення в області низьких частот докладно був розглянутий вище (п. 2.2.3) для каскаду на польовому транзисторі, тому лише коротко нагадаємо викладене вище щодо підсилювального каскаду на біполярному транзисторі, схему якого наведено на рис. 2.42.

В області низьких частот коефіцієнт підсилення подібного підсилювача знижується через наявність на його вході розділової ємності  $C_P$ , яка разом із вхідним опором каскаду  $R_{bx} = R_{B1} \parallel R_{B2} \parallel h_{11e}$  утворює подільник. Він зменшує вхідну напругу в  $\gamma$  разів, де

$$\gamma = \frac{R_{bx}}{R_{bx} + \frac{1}{j\omega C_p}}.$$

Загальний коефіцієнт підсилення буде в  $\gamma$  разів меншим від "чис-того" коефіцієнта підсилення  $k_0$ . Таким чином, модуль коефіцієнта підсилення  $|k(\omega)|$  дорівнюватиме

$$|k(\omega)| = \frac{k_0}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\omega\vartheta)^2}}}, \quad (2.73)$$

де  $\vartheta = C_P R_{bx}$  – стала часу вхідного кола каскаду. Нижньою граничною частотою слід вважати  $\omega_H = 1/\vartheta$ . На цій частоті коефіцієнт підсилення знижується в  $1/\sqrt{2} \approx 0,71$  разів порівняно з  $k_0$  – коефіцієнтом підсилення на середніх частотах.

Оскільки вхідний опір біполярного транзистора зазвичай невеликий, то для успішної роботи каскаду, аж до досить низьких частот, розділову ємність доводиться робити достатньо великою, порядку десятків, а то й сотень мікрофарад.

### 2.5.4. Корекція частотної характеристики

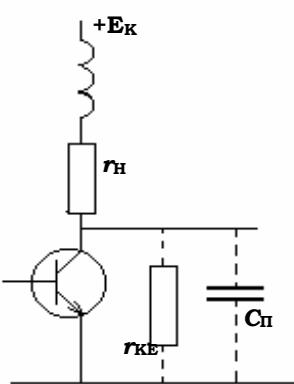


Рис. 2.49

Невеликими ускладненнями схеми можна дещо поліпшити АЧХ підсилювача, досягши підвищення його верхньої граничної частоти  $\omega_B$  і зниження нижньої граничної частоти  $\omega_H$ . Зменшення коефіцієнта підсилення підсилювача на біполярному транзисторі в області високих частот значною мірою обумовлене зменшенням параметра  $h_{21E}$  (див. п. 1.5.3). "Завал" АЧХ, який при цьому утворюється, можна компенсувати, застосовуючи як навантажувальний опір послідовно сполучені резистор  $r_H$  та індуктивність  $L$  (рис. 2.49) (див. п. 2.2.5).

Повний опір навантаження  $Z_H$  дорівнюватиме

$$Z_H = r_H + j\omega L = r_H(1 + j\omega\tau_L), \quad (2.74)$$

де  $\tau_L = L/r_H$ . Підставивши  $Z_H$  у (2.70), дістанемо

$$k(\omega) = \frac{h_{21E}(0)}{h_{11E}} r_H \frac{1 + j\omega\tau_L}{1 + j\omega\tau'_E}, \quad (2.75)$$

де  $h_{21E}(0)$  – значення цього параметра в області достатньо низьких частот<sup>22</sup>. При оптимальному підборі індуктивності, коли виконується умова  $\tau_L = \tau'_E$ , частотнозалежні члени в (2.75) скорочуються, і коефіцієнт підсилення виявляється незалежним від частоти. Якщо ж індуктивність більша за оптимальну, то має спостерігатися навіть зростання коефіцієнта підсилення (рис. 2.50, крива 3).

Описаний метод корекції компенсує втрату підсилення, обумовлену лише інерційністю самого транзистора. У дійсності, на високих частотах почне даватися взнаки паразитна ємність  $C_{Pi}$ , яка шунтує вихід підсилювача. На жаль, вплив  $C_{Pi}$  не може бути скомпенсований нарощуванням повного опору в колі колектора, тому на достатньо високих частотах всі АЧХ для будь-яких значень  $L$  зазнають спадання. Оптимальним вважається те значення індуктивності, при якому амплітудно-частотна характеристика, залишаючись монотонною, забезпечує найбільше значення верхньої граничної частоти.

<sup>22</sup> Вихідною провідністю  $h_{22E}$  і паразитною ємністю  $C_{Pi}$  поки що нехтуємо.

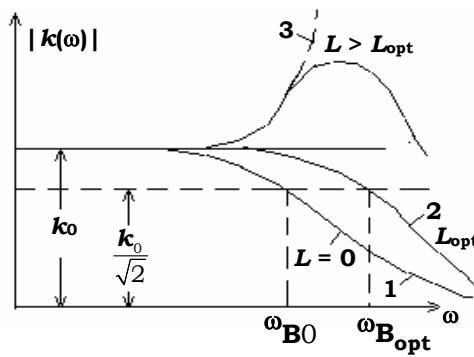


Рис. 2.50

Корекція в області низьких частот здійснюється так само, як і в підсилювачах на польових транзисторах (див. п. 2.2.5).

### КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

- Чому процес вивчення частотних властивостей підсилювача на біполярному транзисторі складніший, ніж для підсилювачів на польовому транзисторі?
- Поясніть, у чому сенс і мета перетворення еквівалентної схеми Джюколетто (рис. 2.47) на еквівалентну схему, зображену на рис. 2.48.
- Яка із частот буде вищою – гранична частота транзистора чи верхня гранична частота підсилювального каскаду, зібраного на цьому транзисторі? Чому?
- Що більшою мірою й за яких умов визначає частотні властивості підсилювального каскаду – інерційність самого транзистора чи інерційність, обумовлена його вихідною ємністю?
- Чому мала бар'єрна ємність транзистора  $C_K$  (яка зазвичай дорівнює кільком пікофарадам) може істотно впливати на частотні властивості підсилювального каскаду?
- Чому розділова ємність у підсилювачах на біполярних транзисторах зазвичай у багато разів більша, ніж у підсилювачах на польових транзисторах?
- Чому у схемі, зображеній на рис. 2.49, не вдається отримати ідеальну корекцію частотних характеристик до яких завгодно високих частот?
- Де доцільніше застосовувати корекцію низьких частот – у підсилювачах на біполярних чи на польових транзисторах?

**ЗАДАЧІ**

1. За параметрами транзистора:  $I_{K0} = 1 \text{ mA}$ ,  $h_{11E} = 600 \text{ Ом}$ ,  $h_{12E} = 6 \cdot 10^{-5}$ ,  $h_{21E} = 20$ ,  $h_{22E} = 20 \text{ мкСм}$ ,  $f_{h_{21E}} = 3,5 \text{ МГц}$  знайдіть елементи схеми Джюколетто.
2. За результатами розв'язання задачі № 1 обчисліть коефіцієнт підсилення та верхню граничну частоту для підсилювача за таких додаткових даних:  $r_H = 3 \text{ кОм}$ ,  $C_H = 67 \text{ пФ}$ ,  $C_K = 2,5 \text{ пФ}$ ,  $R_\Gamma = 400 \text{ Ом}$ .
3. Для умови задачі № 2 визначте, яка ємність –  $C_E$  чи  $C_K$  – більшою мірою впливає на частотні властивості даного підсилювача.
4. Якою буде величина елемента  $r'_{B1K}$  для умови задач № 1, 2? Чи можна нехтувати його впливом порівняно з елементом  $r_{B1E}$ ?
5. Для умови задачі № 2 визначте оптимальну величину корегуючої індуктивності. Яким буде модуль коефіцієнта підсилення на частоті 1,2 МГц з корегуючою індуктивністю та без неї?

## **2.6. ПІДСИЛЕННЯ ПОВІЛЬНОЗМІННИХ СТРУМІВ І НАПРУГ**

Потреба в підсиленні струмів і напруг, які повільно змінюються, часто виникає в експериментальній фізиці, автоматиці, телеметрії та багатьох інших галузях. Застосувані для цього підсилювачі називають **підсилювачами постійної напруги** (ППН) і **підсилювачами постійного струму** (ППС), хоча така їхня назва не відповідає в точності їхньому функціональному призначенню, оскільки вони підсилюють не сталі в часі, а як завгодно повільноzmінювані струми та напруги. Взявши це до уваги, будемо все ж користуватися загальновживаними термінами ППС і ППН.

### **2.6.1. Зсув рівня в підсилювачі постійної напруги**

Щоб перетворити знайомий нам підсилювач змінної напруги (ПЗН) на ППН, досить видалити з нього розділовий конденсатор (рис. 2.51).

## Основи радіоелектроніки

Тоді вся вхідна напруга надійде до входу транзистора, і АЧХ підсилювача набуде вигляду, як на рис. 2.52.

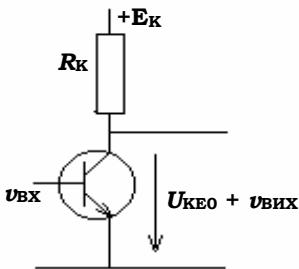


Рис. 2.51

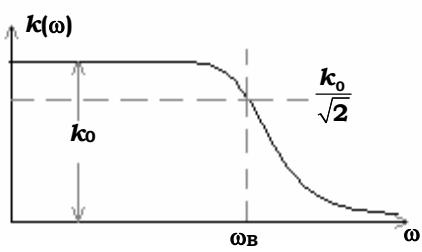


Рис. 2.52

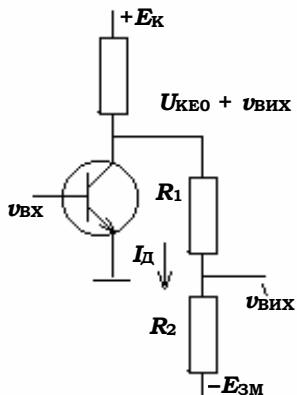


Рис. 2.53

Однак при цьому виникає нова проблема: вихідна напруга складатиметься тепер з двох складових – постійної  $U_{KEO}$  і сигнальної  $v_{VIH} = -kv_{BX}$ . Виділити малу сигнальну складову в "чистому" вигляді можна, зсунувши подільником  $R_1R_2$  рівень постійної напруги на виході каскаду (рис. 2.53). Величину напруги джерела зміщення  $E_{3M}$  підбирають так, щоб при  $v_{BX} = 0$  напруга на виході  $v'_{VIH}$  також дорівнювала нулю. Це матиме місце, якщо виконується пропорція

$$\frac{U_{KEO}}{|E_{3M}|} = \frac{R_1}{R_2}. \quad (2.76)$$

Разом із цим, подільник зменшує корисний вихідний сигнал у  $\eta$  разів, де

$$\eta = \frac{v'_{VIH}}{v_{VIH}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (2.77)$$

Однак слід взяти до уваги, що спiввiдношення (2.76) справедливе саме для постiйних складових напруги, тодi як (2.77) стосується їхнiх малих приростiв, i тому опори  $R_1$  i  $R_2$ , що в nьому фiгурують, є диференцiальними опорами. Отже, можна зсунути рiвень постiйної напруги, не втративши при цьому пiдсилення, якщо зробити подiльник з нелiнiйних елементiв, якi мають диференцiальнi опори  $R_\partial$ , вiдмiннi вiд омiчних опорiв  $R_0$ .

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

Дійсно, якби вдалося знайти елемент, у якого  $R_{\partial 1} \ll R_{01}$ , можна було б зсунути рівень вихідної напруги на постійну величину, зберігши  $\eta \approx 1$ . Таким елементом може бути стабілітрон (або набір стабілітронів), увімкнений замість резистора  $R_1$ .

### 2.6.2. Струмове дзеркало

Іншим варіантом може бути застосування замість резистора  $R_2$  не лінійного елемента, у якого  $R_{\partial 2} \gg R_{02}$ . Таким елементом з великим диференціальним опором (при помірному омічному опорі) може бути вже знайома нам схема транзистора з емітерним опором (рис. 2.54) (див. п. 2.4.10). Робоча точка транзистора, а отже і його омічний опір між точками  $A$  і  $B$ , встановлюється подільником  $\eta r_2$ , через який протикає від джерела  $e$  струм  $I_D$ , а диференціальний опір між  $A$  і  $B$  для такої схеми дорівнюватиме

$$R_{\partial AB} = \frac{1}{h_{22E}} \frac{r_B + h_{11E} + (1 + h_{21E})R_E}{r_B + h_{11E} + R_E}, \quad (2.78)$$

де  $r_B = r_1 \parallel r_2$  (див. формулу (2.53)) і може бути дуже великим, значно більшим за омічний опір  $R_{0AB} = \frac{U_{KE0}}{I} + R_E$ , де  $I$  – наскрізний струм через транзистор. Величину омічного опору можна регулювати подільником. Дійсно, для базового кола транзистора

$$I_D r_2 = U_{BEO} + (I + I_B)R_E. \quad (2.79)$$

Оскільки зазвичай  $I_B \ll I$  та  $U_{BEO} \ll I_d r_2, IR_E$ , то

$$I = I_d \frac{r_2}{R_E}. \quad (2.80)$$

Якщо ж обрати  $r_2 = R_E$ , то  $I = I_D$ . Отже, при змінах струму подільника (наприклад, шляхом регулювання джерела  $e$ ) величина струму  $I$  по колу  $AB$  дорівнюватиме струму подільника  $I_D$  і повторювати всі його зміни. Тому цю схему називають **струмовим дзеркалом**. Таким чином, отримано елемент з регульованим наскрізним струмом і дуже великим диференціальним опором, тобто кероване джерело струму.

## Основи радіоелектроніки

Можливий і інший підхід: розглядаючи цю схему як емітерний повторювач, на опорі  $R_E$  повторити напругу  $U_{r_2}$ . Задавши  $I_D$  (а отже, і  $U_{r_2}$ ), одержуємо на  $R_E$  напругу  $U_{R_E} \approx U_{r_2}$ , незалежно від напруги, прикладеної між  $A$  і  $B$ . Отже, це є пристрій, що підтримує заданий наскрізний струм  $I$ , незалежний від  $U_{AB}$ , тобто має дуже великий диференціальний опір і може розглядатися як джерело струму.

Певним недоліком схеми, зображененої на рис. 2.54, є значна температурна залежність струму  $I$ , оскільки величина  $U_{BE0}$ , якою було знехтувано, істотно залежить від температури. Цю залежність можна скомпенсувати, як це зроблено в удосконалений схемі струмового дзеркала, зображеній на рис. 2.55. Тоді співвідношення (2.79) матиме такий вигляд:

$$(I_D + I_B)r_2 + U_{BE0}^{(2)} = U_{BE0}^{(1)} + (I + I_B)R_E. \quad (2.81)$$

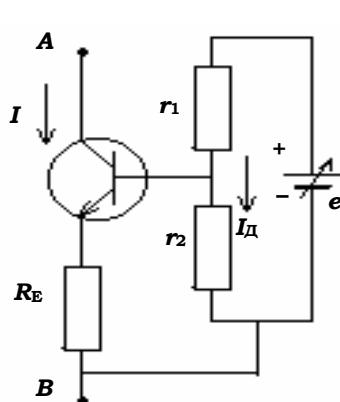


Рис. 2.54

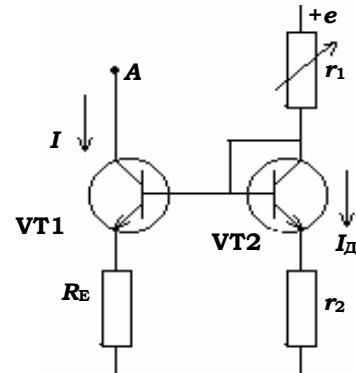


Рис. 2.55

Якщо транзистори ідентичні, то  $U_{BE0}^{(1)}$  та  $U_{BE0}^{(2)}$  скорочуються й випадають із співвідношення струмів, так що одержаний вираз (2.80) стає точнішим. У такому вигляді схема струмового дзеркала знаходить широке застосування у випадках, коли потрібно мати великий диференціальний опір, зокрема у схемах підсилювачів постійної напруги для зсуву рівня вихідної напруги.

### 2.6.3. Дрейф нуля

Іншою істотною трудністю, яка виникає при роботі з ППН, є **дрейф нуля**. Річ у тому, що навіть у найпростішому ППН, зображеному на рис. 2.51, величина  $U_{KE0}$  не залишається незмінною в часі: через неконтрольовані випадкові зміни напруги джерел живлення, температури та інших чинників величини  $I_{KO}$  і  $U_{KE0}$  повільно змінюються. При підсиленні швидкозмінних напруг із цим можна не рахуватися, оскільки розділова ємність на виході каскаду завжди відділить змінні компоненти сигналу від режимної постійної компоненти. Якщо ж зміни  $U_{KE0}$  і  $v_{vih}$  за швидкістю й величиною виявляються сумірними, відділити їх одна від одної в ППН стає справою складною й навіть неможливою. Доводиться періодично встановлювати  $v_{vih} = 0$  і виставляти на нуль вихідну напругу (у схемі, зображеній на рис. 2.53, це можна зробити, наприклад, змінюючи величину  $E_{3M}$  або співвідношення резисторів  $R_1$  і  $R_2$ ).

Усереднене значення спонтанних повільних змін режимної складової  $\langle \Delta U_{KE0} \rangle$  на виході ППН, перерахованих до входу підсилювача

$$U_{DP} = \frac{\langle \Delta U_{KE0} \rangle}{k},$$

називають **приведеним дрейфом нуля**. Величина  $U_{DP}$  може сягати десятків, чи навіть сотень мілівольтів. Дрейф нуля істотно утруднює роботу з підсилювачами постійної напруги. Подолати дрейф нуля можна такими заходами:

- стабілізацією напруги джерел живлення;
- застосуванням термокомпенсації;
- застосуванням негативного зворотного зв'язку за режимом (стабілізація робочої точки).

Слід мати на увазі, що застосування НЗЗ призводить до зменшення коефіцієнта підсилення ППН, і вправити справу викладеними вище методами (за допомогою ємностей) не вдається. Радикальним шляхом зменшення дрейфу нуля є застосування балансних схем ППН (рис. 2.56).

У такій схемі, зображеній на рис. 2.56, а, окрім "робочого" транзистора VT1, на який подається вхідний сигнал, є ще другий, допоміжний транзистор VT2, ідентичний до VT1. Вихідний сигнал знімається між колекторами цих транзисторів.

## Основи радіоелектроніки

Для кращого розуміння ситуації схему балансного підсилювача можна зобразити як звичайний міст (рис. 2.56, б), де транзистори VT1 і VT2 замінені еквівалентними резисторами  $R_{T1}$  і  $R_{T2}$ . Коли міст збалансований, то зміни напруги джерела живлення  $E_K$ , увімкненого у вертикальну діагональ, не впливають на величину  $v_{вих}$ , що знімається з горизонтальної діагоналі. Баланс моста зберігається й тоді, коли через зміни температури або інші причини змінюються властивості й параметри транзисторів VT1 та VT2. Вихідний сигнал виникає лише внаслідок розбалансування моста, викликаного зміною режиму VT1 за рахунок дії вхідного сигналу. Балансні схеми зменшують приведений дрейф нуля на два-три порядки й тому широко застосовуються в підсилювачах постійної напруги.

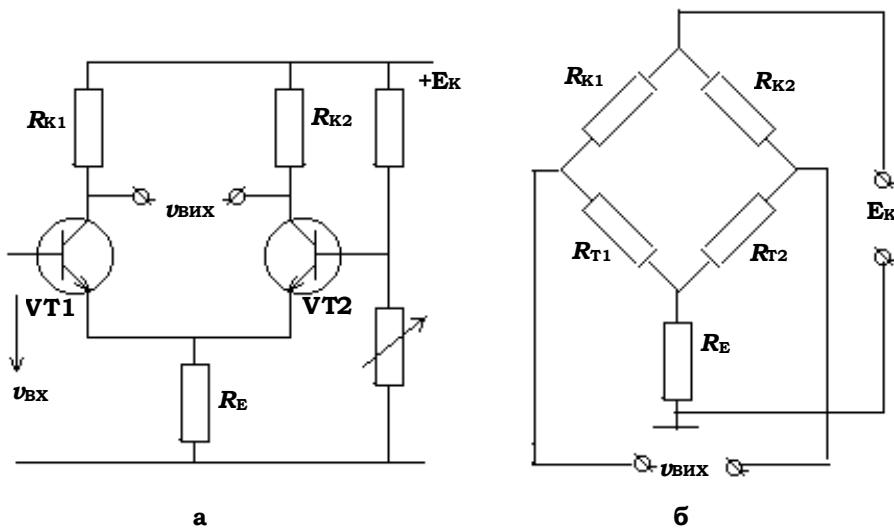


Рис. 2.56

Певним недоліком подібної балансної схеми є те, що вихідний сигнал виділяється між симетричними точками, жодна з яких не приєднана до землі. Тому підключати до них іншу схему, де одна із вхідних клем являє собою землю (а таких схем є більшість), неможливо. Ось тут у пригоді стає оптрон, який забезпечує гальванічну розв'язку кіл. Вхід оптрона можна ввімкнути між колекторами балансної схеми, а вихід зробити несиметричним.

ППН виявляється дуже зручним щодо мікроелектронної технології. Дійсно, схеми ППН складаються лише з резисторів і транзисторів і не

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

мають конденсаторів, які в мікроелектронних схемах доводиться робити навісними. Особливо вдалою є мікроелектронна технологія щодо виготовлення балансних схем. Одночасне виготовлення обох транзисторів і колекторних резисторів гарантує їм високий ступінь ідентичності, а їхнє близьке розташування на кристалі забезпечує близькість температур у процесі експлуатації. Тому ППН, виготовлені за інтегральною технологією, мають вищу якість і менший дрейф нуля, ніж виготовлені з окремих деталей. Сучасна промисловість виготовляє широкий асортимент інтегральних мікросхем для підсилення постійних напруг.

### 2.6.4. Підсилювач малих постійних струмів (електрометричний підсилювач)

Підсилювач постійної напруги можна досить просто перетворити на підсилювач для вимірювання дуже малих струмів, які повільно змінюються. Для цього вимірюваний струм  $i$  пропускають через відомий опір  $R$  і підсилюють створюваний на ньому спад напруги  $v_{\text{вх}} = iR$  (рис. 2.57). Вимірюваний стрілковим приладом вихідний струм підсилювача  $i_{\text{вих}}$  дорівнює

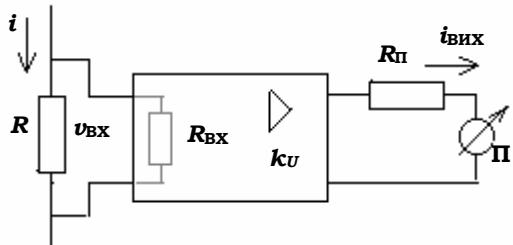


Рис. 2.57

змінністю струму  $i$ . Для цього вимірюваний струм  $i$  пропускають через відомий опір  $R$  і підсилюють створюваний на ньому спад напруги  $v_{\text{вх}} = iR$  (рис. 2.57). Вимірюваний стрілковим приладом вихідний струм підсилювача  $i_{\text{вих}}$  дорівнює

$$i_{\text{вих}} = \frac{v_{\text{вих}}}{R_{\Pi}} = k_U \frac{v_{\text{вх}}}{R_{\Pi}},$$

де  $R_{\Pi}$  – опір приладу ( $\Pi$ ). З останнього виразу, враховуючи, що  $v_{\text{вх}} = iR$ , дістанемо коефіцієнт підсилення за постійним струмом:

$$k_i = \frac{i_{\text{вих}}}{i} = k_U \frac{R}{R_{\Pi}}. \quad (2.82)$$

Здавалося б, збільшуючи опір  $R$  і зменшуючи опір  $R_{\Pi}$ , можна отримати як завгодно велике підсилення. У дійсності ж, слід враховувати вхідний і вихідний опори підсилювача, тобто замість  $R_{\Pi}$  писати  $R_{\Pi} + R_{\text{вих}}$ , а замість  $R$  підставляти  $R \parallel R_{\text{вх}}$ .

Якщо в першому каскаді підсилювача застосовувати МОН-транзистор, вхідний опір якого сягає  $10^{14}$  Ом, то опір  $R$  може бути

## Основи радіоелектроніки

---

величиною порядку  $10^{12} - 10^{13}$  Ом. Опір вимірювального приладу може становити  $10^2 - 10^3$  Ом. Отже, скажімо, при  $k_U = 10^3$ ,  $R = 10^{12}$  Ом і  $R_\Pi = 10^3$  Ом коефіцієнт підсилення за струмом  $k_i$  може бути порядку  $10^{12}$ . Тобто звичайним стрілковим міліамперметром можна буде вимірювати струми порядку  $10^{-14} - 10^{-15}$  А. Такі підсилювачі постійного струму широко застосовуються у фізичних експериментах.

Слід мати на увазі, що величина вимірюваного струму  $i$  не повинна залежати від величини опору  $R$ , отже треба припустити, що внутрішній опір джерела вимірюваного струму має бути ще набагато більшим від  $R$ . Фізичні прилади з таким великим внутрішнім опором дійсно існують (наприклад, мас-спектрометри, фотопомножувачі, іонізаційні камери тощо), а утворювані ними струми можуть підсилюватися за допомогою описаних вище підсилювачів.

Ще одне зауваження – постійна часу вхідного кола таких підсилювачів становитиме  $\tau_{\text{вх}} = RC_{\text{вх}}$ , де  $C_{\text{вх}}$  – вхідна ємність. Легко оцінити, що ця постійна часу при  $C_{\text{вх}}$  порядку кількох пікофарад становитиме десятки секунд, тобто ці підсилювачі є дуже інерційними.

### 2.6.5. Диференціальний підсилювач

Зображенна на рис. 2.56 схема балансного ППН має одну цікаву властивість: якщо на базу транзистора VT1 подати вхідний сигнал  $v_{\text{вх}1}$ , а на базу VT2 – другий вхідний сигнал  $v_{\text{вх}2}$ , то вихідний сигнал буде пропорційним їх різниці:

$$v_{\text{вих}} = k(v_{\text{вх}2} - v_{\text{вх}1}). \quad (2.83)$$

Підсилювач з такими властивостями називають **диференціальним підсилювачем** (ДП), їх широко застосовують у різноманітних радіоелектронних пристроях.

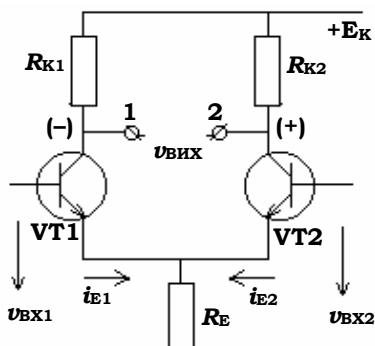
Спрощену схему диференціального підсилювача зображенено на рис. 2.58. Сигнальна складова напруги на першому виході<sup>23</sup> буде  $v_{\text{вих}1} = \Delta U_{K1} = -i_{K1}R_{K1}$ , а на другому виході  $v_{\text{вих}2} = \Delta U_{K2} = -i_{K2}R_{K2}$ . Нехай  $R_{K1} = R_{K2} = R_K$ , тоді різницева напруга між виходами буде

$$v_{\text{вих}} = v_{\text{вих}1} - v_{\text{вих}2} = -R_K(i_{K1} - i_{K2}). \quad (2.84)$$

Величини колекторних струмів приблизно дорівнюють величинам емітерних струмів відповідних транзисторів:  $i_{K1,2} \approx i_{E1,2}$ . Якщо емітер-

<sup>23</sup> Щодо землі.

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів



**Рис. 2.58**

ний опір  $R_E$  достатньо великий, струми  $i_{E1}$  та  $i_{E2}$  у нього практично не відгалужуються, і можна вважати, що  $i_{E1} = -i_{E2} \approx i_E$ . Але величина емітерних струмів визначається різницею напруг  $v_{bx1} - v_{bx2}$  на входах транзисторів:

$$i_E = \frac{v_{bx1} - v_{bx2}}{2h_{11B}}, \quad (2.85)$$

де  $h_{11B}$  – вхідний опір транзистора для емітерного струму. Підставляючи (2.85) до (2.84), дістанемо:

$$v_{vix} = -\frac{R_K}{h_{11B}}(v_{bx1} - v_{bx2}) = k_P(v_{bx2} - v_{bx1}), \quad (2.86)$$

де  $k_P$  – різницевий коефіцієнт підсилення<sup>24</sup>. Відповідно для виходів 1 і 2 коефіцієнти підсилення дорівнюватимуть:

$$k_{P1} = \frac{\Delta v_{vix1}}{v_{bx1} - v_{bx2}} = -\frac{R_K}{2h_{11B}}; \quad k_{P2} = \frac{\Delta v_{vix2}}{v_{bx1} - v_{bx2}} = \frac{R_K}{2h_{11B}}.$$

Зроблене припущення щодо великого значення  $R_E$  зводиться до умови:

$$R_E \gg h_{11B} \quad (2.87)$$

Таким чином, ми з'ясували, що в ідеальному випадку (коли умова (2.87) виконується), сигнали на виходах 1 і 2 визначаються лише різницею вхідних напруг  $v_{bx1}$  та  $v_{bx2}$ . Однак у реальному приладі на значеннях вихідних сигналів  $v_{vix1}$  та  $v_{vix2}$  все ж таки може позначатися також і абсолютна величина вхідних сигналів.

Вхідні сигнали  $v_{bx1}$  і  $v_{bx2}$  можна розкласти на різницеву  $v_{bxp}$  і середню  $v_{bxc}$  (синфазну) компоненти:

$$v_{bx1} = \frac{v_{bx1} - v_{bx2}}{2} + \frac{v_{bx1} + v_{bx2}}{2} = \frac{v_{bxp}}{2} + v_{bxc},$$

$$v_{bx2} = \frac{v_{bx2} - v_{bx1}}{2} + \frac{v_{bx1} + v_{bx2}}{2} = -\frac{v_{bxp}}{2} + v_{bxc}.$$

<sup>24</sup> Тут і далі не враховано вихідний опір транзисторів. Слід було б замість  $R_K$  писати  $R_K / (1 + R_K h_{22E})$ .

## Основи радіоелектроніки

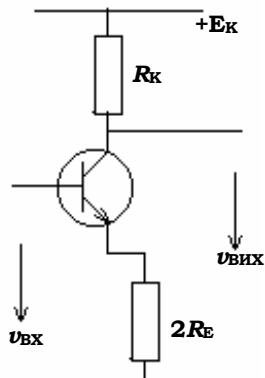


Рис. 2.59

На величину вихідних сигналів  $v_{\text{вих}1}$  і  $v_{\text{вих}2}$  впливатиме не тільки величина різницевого входного сигналу  $v_{\text{вх}}$ , але й синфазна компонента  $v_{\text{вх}}$ . Розглянемо випадок, коли до обох входів диференціальних підсилювачів прикладено однакову напругу  $v_{\text{вх}1} = v_{\text{вх}2} = v_{\text{вх}}$ . Оскільки при цьому кожна з половин ДП працює симетрично, то їх роботу можна розглядати порізно, так, ніби ми розрізали схему, зображену на рис. 2.58, надвоє й отримали каскад підсилювача з емітерним опором  $2R_E$  (рис. 2.59).

Коефіцієнти підсилення такої схеми за симетричним (синфазним) сигналом на виходах 1 і 2 дорівнююватимуть. відповідно:

$$k_{C1} = \frac{\Delta v_{\text{вих}1}}{v_{\text{вх}}} = \frac{R_K}{2R_E} \quad \text{та} \quad k_{C2} = \frac{\Delta v_{\text{вих}2}}{v_{\text{вх}}} = \frac{R_K}{2R_E},$$

і будуть набагато меншими відповідних різницевих коефіцієнтів підсилення  $k_{P1}$  та  $k_{P2}$ . Відношення різницевого та синфазного коефіцієнтів підсилення називають **коєфіцієнтом ослаблення за синфазним сигналом**  $k_{OCC}$ :

$$k_{OCC} = \frac{k_{P1}}{k_{C1}} = \frac{k_{P2}}{k_{C2}} = \frac{R_E}{h_{11B}} \quad (6.13)$$

і є мірою якості диференціального підсилювача. Адже коефіцієнт  $k_{OCC}$  вказує, який різницевий сигнал ( $v_{\text{вх}1} - v_{\text{вх}2}$ ) може бути виявлений на фоні великого синфазного сигналу. Наприклад, при  $k_{OCC} = 10^3$  можливе виявлення різницевих сигналів порядку міліволтта на фоні синфазних сигналів порядку одиниць вольтів. Коефіцієнт ослаблення за синфазним сигналом часто подають у децибелах:

$$k_{OCC} = 20 \lg \frac{k_P}{k_C} (\text{dB}).$$

В якісних диференціальних підсилювачах він сягає 80–100 дБ.

Таким чином, запорукою успішної роботи ДП є добре виконання нерівності  $R_E \gg h_{11B}$ . Проте просте збільшення опору резистора  $R_E$  виявляється неефективним. Припустимо, бажано одержати  $k_{OCC} = 10^4$  (тобто 80 дБ). Тоді при  $h_{11B} = 30 \Omega$  величина  $R_E$  має дорівнювати  $3 \cdot 10^5 \Omega$ .

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

Отже, якщо, навіть, у кожного з транзисторів колекторний струм буде  $I_{K0} = 1 \text{ mA}$ , то на  $R_E$  спадатиме напруга у 600 В. Це нереально.

Вирішити цю проблему можна, застосувавши як резистор  $R_E$  елемент, що має великий диференціальний опір (для сигнальних складових струму) і невеликий омічний опір (для режимних складових). Таким елементом може бути струмове дзеркало (рис. 2.55).

Промисловість випускає ДП, оформлені у вигляді інтегральних мікросхем, позначеніх літерами УД (від рос. *усилитель дифференциальный*). Як приклад можна розглянути схему диференціального підсилювача типу К118УД1 (рис. 2.60). Живиться ця схема від двох джерел  $\pm 6,3 \text{ V}$ . Транзистори VT1, VT2 і їхні опори  $R_{K1}$ ,  $R_{K2}$  утворюють основну частину ДП. Його емітерний опір складається з транзистора VT3 і резистора  $R_3$ , який збільшує диференціальний опір транзистора. Робоча точка транзистора VT3 встановлюється подільником  $R_1R_2$ . Транзистор VT4, увімкнений діодом, застосовується для термокомпенсації.

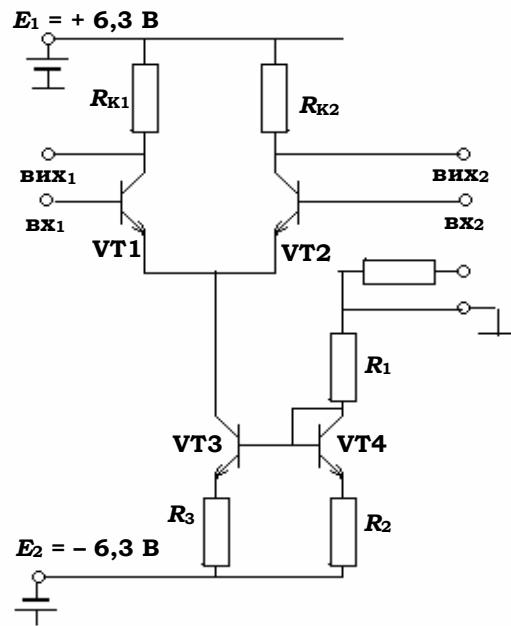


Рис. 2.60

Вихідний сигнал можна знімати як з кожного виходу окремо (несиметричні виходи), так і між цими виходами (симетричний вихід).

## 2.6.6. Способи підвищення вхідного опору диференціальних підсилювачів

Вхідний опір ДП є його важливою характеристикою. Слід розрізняти вхідний опір ДП за різницевим і синфазним сигналами. Якщо емітерний опір  $R_E$  досить великий і відгалуженням струму в нього можна нехтувати, то вхідний опір для різницевого сигналу можна визначити як

$$R_{\text{вх}} = 2 \frac{v_{\text{BE}}}{i_B} = 2h_{11E}$$

і збільшити його кількома способами:

1) за схемою Джіоколетто  $h_{11E} = r_{B1B} + r_{B1E}$ , де  $r_{B1E} = r_E h_{21E}$  ( $r_E$  – диференціальний опір відкритого базово-емітерного переходу). Застосовуючи транзистори з великим  $h_{21E}$  можна збільшити вхідний опір ДП;

2)  $r_E$  є обернено пропорційним до  $I_{K0}$ , тому, працюючи в режимі малих струмів колектора (режимі мікрострумів), можна також одержати великий вхідний опір. У схемах ДП досить часто застосовують режими, в яких  $I_{K0}$  дорівнює лише кільком десяткам мікроамперів;

3) у схемі складеного транзистора (схемі Дарлінгтона):

$$H_{11E} = h_{11E}^{(1)} + (h_{21E}^{(1)} + 1)h_{11E}^{(2)} \approx h_{21E}^{(1)}h_{11E}^{(2)},$$

$$H_{21E} = h_{21E}^{(1)} + (h_{21E}^{(2)} + 1)h_{21E}^{(1)} \approx h_{21E}^{(1)}h_{21E}^{(2)}.$$

Отже, вхідний опір і коефіцієнт підсилення за струмом тут значно більші, ніж для окремого транзистора. Тому схемою Дарлінгтона охоче користуються в диференціальних підсилювачах.

Що ж до вхідного опору за синфазним сигналом, то він для схеми з емітерним опором дорівнює  $R_{\text{вхc}} \approx R_E h_{21E}$ , де  $R_E$  – диференціальний опір у колі емітера. Таким чином, вхідний опір для синфазного сигналу буває значно більшим, ніж для різницевого.

**КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Що таке підсилювачі постійного струму та напруги? Чому цю назву не можна вважати цілком точною?
2. Запропонуйте схему, за допомогою якої можна виділити малі повільні приrostи напруги на виході транзисторного підсилювача.
3. Як за допомогою схеми, зображененої на рис. 2.53, скомпенсувати постійну складову напруги на колекторі, не втративши при цьому на величині коефіцієнта підсилення?
4. Чому схема, зображена на рис. 2.54 та 2.55, має назву струмового дзеркала? Для чого її застосовують?
5. Чи обов'язкова наявність другого (увімкненого діодом) транзистора у схемі струмового дзеркала? Для чого він потрібен?
6. Які причини дрейфу нуля в підсилювачах постійного струму та напруги?
7. У схемах підсилювачів зі стабілізацією робочої точки за допомогою опору  $R_E$  в колі емітера цей опір зазвичай шунтують ємністю  $C_E$  для усунення негативного зворотного зв'язку за сигналом, який зменшує коефіцієнт підсилення. Чи можна застосовувати таким прийом у підсилювачах постійної напруги?
8. Запропонуйте, як можна збалансувати схему ППН, зображену на рис. 2.56?
9. Чому підсилювачі постійної напруги дуже зручно виготовляти за мікроелектронною технологією?
10. Чому в першому каскаді ППС, зображеному на рис. 2.57, бажано застосовувати МДН-транзистор?
11. Чи можна підсилювачем постійного струму, зображеним на рис. 2.57, вимірювати слабкі струми, створювані термопарою?
12. Що таке різницевий коефіцієнт підсилення диференціального підсилювача? Який його знак? Що таке коефіцієнт ослаблення за синфазним сигналом?
13. Для успішної роботи диференціального підсилювача опір  $R_E$  в емітерному колі має бути досить великим. Про який опір тут ідеється – омічний чи диференціальний? Поясніть відповідь.
14. З якою метою у схемі ДП (рис. 2.60) застосовані транзистори VT3 та VT4? Чому транзистор VT4 увімкнений діодом?
15. Яким способом можна досягти збільшення вхідного опору диференціального підсилювача?

**ЗАДАЧІ**

1. Знайдіть елементи схеми та коефіцієнт підсилення підсилювача постійного струму з резисторним подільником  $R_1, R_2$  для зсуви рівня вихідної напруги. Для розрахунку використайте дані з таблиці.

$U_{KE}$	$I_K$	$h_{11_E}$	$h_{21_E}$	$h_{22_E}$	$E_K$	$E_{zм}$
В	мА	Ом	-	мкСм	В	В
12	6	800	40	100	30	-10

2. На транзисторах, режим і параметри яких наведено в таблиці, розрахуйте струмове дзеркало (рис. 2.55). Елементи схеми  $R_E$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  і диференціальний опір між точкою  $A$  та землею прийняти як:  $E = 2E_K$ ,  $U_A = E_K$ .

3. На транзисторах, режим і параметри яких наведені в таблиці, розрахуйте диференціальний підсилювач (рис. 2.58): знайдіть опір  $R_K$ , підсилення за різницевим сигналом і коефіцієнт ослаблення за синфазним сигналом. Як емітерний опір використовується струмове дзеркало з диференціальним опором 0,5 МОм. Напруга живлення  $E = 2E_K$ , постійна напруга на емітерах дорівнює  $E_K$ .

4. Синфазна напруга на входах диференціального підсилювача може сягати 2 В. Чи вдасться виявити на цьому фоні різницеву напругу в 0,1 мВ, якщо коефіцієнт ослаблення за синфазним сигналом дорівнює 65 дБ?

## 2.7. ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ

Якісний підсилювач має задовольняти такі вимоги:

- мати великий коефіцієнт підсилення  $k$ ;
- великий вхідний опір  $R_{вх}$  і малий вихідний опір  $R_{вих}$ ;
- широку смугу пропускання за частотою;
- здатність підсилювати постійну напругу із зсувом режимної складової на виході;
  - диференціальні входи з великим коефіцієнтом ослаблення за синфазним сигналом;

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

- малі нелінійні спотворення при майже повному використанні напруги живлення;
- малий температурний дрейф нуля  $\Delta U_{\text{ДР}}$ .

Усім або майже всім переліченим вимогам відповідає **операційний підсилювач** (ОП), названий так тому, що за його допомогою можна виконувати більшість операцій, потрібних для підсилення та обробки сигналів. До того ж, операційні підсилювачі виготовляють у вигляді IMC, габарити, вага та вартість яких не набагато перевищують аналогічні показники для звичайного транзистора.

Наприклад, ОП типу К153УД3, що являє собою інтегральну мікросхему середнього ступеня інтеграції, має такі параметри: коефіцієнт підсилення (диференціальний)  $k \approx 80 - 100 \text{ дБ}$ ,  $R_{\text{вх}} > 300 \text{ кОм}$ ,  $R_{\text{вих}} < 200 \text{ Ом}$ ,  $k_{\text{ОСС}} > 80 \text{ дБ}$ ,  $U_{\text{вих}} \approx 10 \text{ В}$  при напрузі живлення  $E = 15 \text{ В}$ ,  $\Delta U_{\text{ДР}} \approx 10 \text{ мкВ/К}$ .

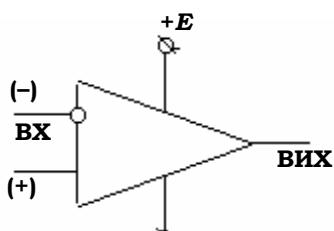


Рис. 2.61

На схемах ОП будемо зображувати символічно у вигляді трикутника (рис. 2.61) з двома диференціальними входами: інвертуючим (" $-$ ") і неінвертуючим (" $+$ "). Операційні підсилювачі живляться зазвичай від двох різнополярних джерел  $\pm E$ .

Блок-схема ОП складається здебільшого з трьох каскадів (рис. 2.62): вхідного диференціального підсилювача (1); проміжного підсилювача (2), що забезпечує основне підсилення сигналу та зсув його рівня; вихідного каскаду (3), який являє собою емітерний повторювач.



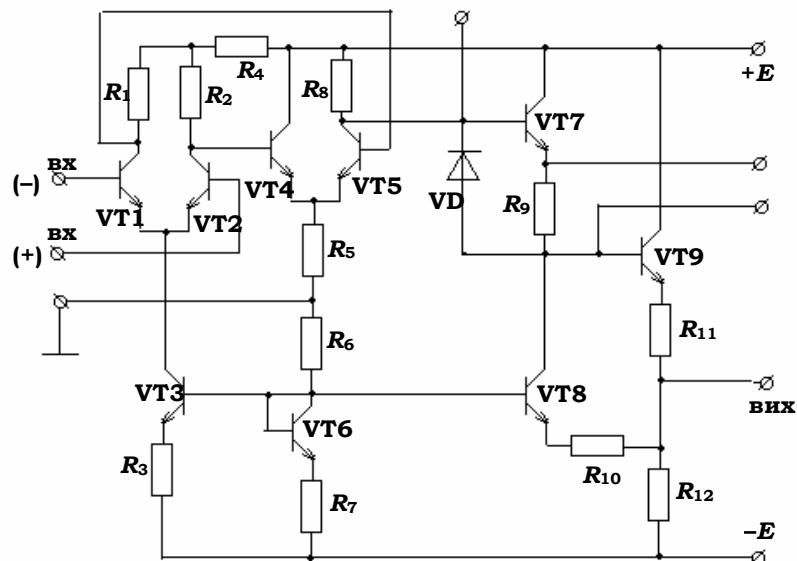
Рис. 2.62

### 2.7.1. Принципова схема операційного підсилювача

Принципова схема ОП зазвичай досить складна. Як приклад, розглянемо один з найпростіших ОП, який певною мірою став "класичним" – ОП типу К140УД1 (рис. 2.63). Він складається з 9 транзисторів, 12 резисторів і одного діода. Перший каскад – це вже знайомий нам диференціальний підсилювач на транзисторах VT1 і VT2. Транзистор

## **Основи радіоелектроніки**

VT3 служить емітерним опором цього каскаду, а VT6 застосовують для термокомпенсації. Фактично на транзисторах VT3 і VT6 зібрано схему струмового дзеркала. Різницева напруга з виходу першого каскаду по-дається на другий диференціальний підсилювач (VT4 і VT5) з емітер-ним опором  $R_5$ . Тут не потрібен великий емітерний опір, оскільки у ви-хідній напрузі першого диференціального підсилювача синфазного сигналу вже немає. Вихідний каскад утворений емітерним повторювачем на транзисторі VT9 з опором у колі його емітера  $R_{11}$ .



**Рис. 2.63**

Новою для розгляду частиною схеми є ділянка з транзисторами VT7 і VT8. Її призначення – зсув рівня постійної складової вихідної напруги, щоб при нульовому різницевому сигналі на вході ОП напруга на його виході також дорівнювала нулю. Ця ділянка схеми є емітерним повторювачем на транзисторі VT7, емітерний опір якого складений з резистора  $R_9$  і транзистора VT8. Співвідношення  $R_9$  та омічного опору VT8 підбирають так, щоб постійна складова на базі VT9 дорівнювала нулю. Оскільки диференціальний опір VT8 (цей транзистор разом з VT6 також утворюють струмове дзеркало) набагато більший за  $R_9$ , то практично вся сигнальна складова напруги з виходу другого диференціального підсилювача доходить до бази VT9. Термокомпенсація всієї схеми ОП здійснюється діодом VD.

### 2.7.2. Характеристики операційного підсилювача

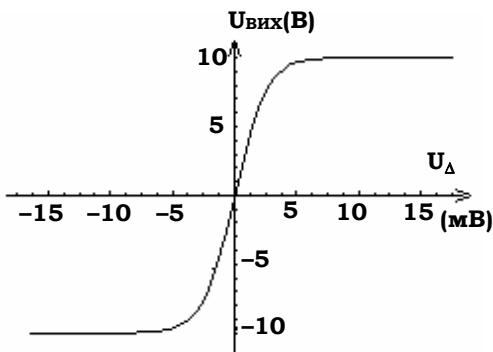


Рис. 2.64

Типову амплітудну характеристику ОП зображенено на рис. 2.64, де  $U_{\Delta}$  – диференціальна вхідна напруга, а  $U_{\text{вих}}$  – вихідна напруга. Робочою є порівняно вузька ділянка в кілька мілівольтів, на якій зберігається пропорційність між  $U_{\Delta}$  та  $U_{\text{вих}}$ . Вузькість робочої ділянки обумовлена тим, що через великий коефіцієнт підсилення вхідна напруга досягає насищенння ( $\approx 8$  В) уже при досить малих значеннях вхідної напруги, а далі вже не зростає.

Частотну характеристику ОП у логарифмічному масштабі зображенено на рис. 2.65. Вона описується знайомою формулою АЧХ для підсилювачів

$$k(f) = \frac{k_0}{\sqrt{1 + (f/f_{\text{ГР}})^2}},$$

де  $k_0$  – коефіцієнт підсилення на низьких частотах, а  $f_{\text{ГР}}$  – гранична частота, що відповідає зниженню підсилення на 3 дБ (тобто в  $\sqrt{2}$  разів). Далеко за межами смуги пропускання, тобто при  $f \gg f_{\text{ГР}}$ ,

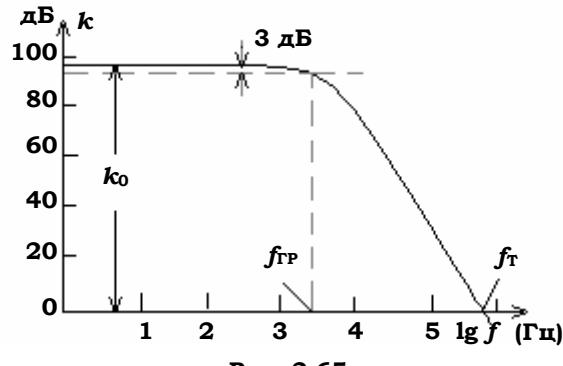


Рис. 2.65

і коефіцієнт підсилення стає обернено пропорційним до частоти  $f$ . Добуток  $k_0 f_{\text{ГР}}$  являє собою константу для даного типу операційного підсилювача. Його значення дорівнює  $f_T$  – частоті, на якій коефіцієнт підсилення стає рівним одиниці. Саме цю величину наводять у довідниках для характеризування частотних властивостей ОП. Наприклад, для вищезгаданого ОП типу К153УДЗ частота  $f_T$  дорівнює 1 МГц, що при  $k_0 = 3 \cdot 10^4$  дає лише  $f_{\text{ГР}} = 33$  Гц.

Розширити смугу підсилюваних частот можна шляхом застосування негативного зворотного зв'язку (див. п. 2.4.6), втрачаючи в коефіцієнті підсилення, зате виграючи в граничній частоті та багатьох інших параметрах.

### 2.7.3. Інвертуюче та неінвертуюче ввімкнення операційного підсилювача

Для поліпшення параметрів, зокрема, для розширення смуги підсилюваних частот і стабілізації величини коефіцієнта підсилення, ОП звичайно охоплюється глибоким негативним зворотним зв'язком. Завдяки великому власному коефіцієнту підсилення ОП це можна зробити без особливої шкоди. Для створення негативного зворотного зв'язку використовуються два способи ввімкнення ОП – інвертуюче та неінвертуюче.

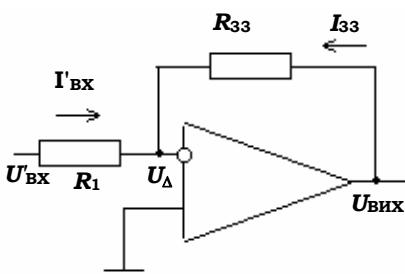


Рис. 2.66

При **інвертуючому** ввімкненні (рис. 2.66) вихідний сигнал  $U_{\text{вих}}$  протифазний вхідному сигналу  $U'_{\text{вх}}$ . Фактично це є ввімкненням підсилювача з негативним паралельним зворотним зв'язком. Для наближеного розрахунку такого ввімкнення ОП останній можна розглядати як ідеалізований підсилювач, у якого  $k \approx \infty$  і  $R_{\text{вх}} \approx \infty$ . Тоді скінчена величина  $U_{\text{вих}}$  досягається при  $U_{\Delta} = U_{(+)} - U_{(-)} \approx 0$ , і можна вважати, що інвертуючий вхід має потенціал, що майже дорівнює нулю. Отже, можна вважати, що

$$I'_{\text{вх}} \approx \frac{U'_{\text{вх}}}{R_1} \quad \text{та} \quad I_{33} \approx \frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}}.$$

Врахувавши, що  $R_{\text{вх}} \approx \infty$  і на вхід підсилювача струм не відгалужується, дістанемо  $I'_{\text{вх}} \approx -I_{33}$ , так що

$$\frac{U'_{\text{вх}}}{R_1} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}}.$$

Звідси можна визначити коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком:

$$k' = \frac{U_{\text{вих}}}{U'_{\text{вх}}} = -\frac{R_{33}}{R_1}. \quad (2.89)$$

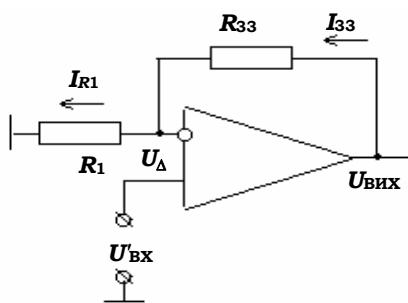
## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

Слід відмітити, що такий самий результат при відповідних припущеннях можна одержати, скориставшись методом підрахунку ефективного коефіцієнта підсилення підсилювача, охопленого паралельним негативним зворотним зв'язком (див. п. 2.4.9). Цей метод дозволяє одержати бажаний результат швидше й простіше.

Вхідний опір ОП увімкненого за інвертуючою схемою буде  $R'_{\text{вх}} \approx R_1$ , а вихідний опір знижуватиметься в  $1 + \beta k$  разів:

$$R'_{\text{вих}} = \frac{R_{\text{вих}}}{1 + \beta k}, \quad \text{де } \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_{33}}. \quad (2.90)$$

Застосовність цих результатів обмежена умовою  $k' \ll k$ .



**Рис. 2.67**

**Неінвертуюче** увімкнення ОП зображенено на рис. 2.67. Застосувавши той самий прийом представлення ОП як ідеального підсилювача, одержимо:

$$I_{33} = I_{R1}; \quad U_{(-)} \approx U_{(+)} = U'_{\text{вх}};$$

$$I_{33} = \frac{U_{\text{вих}} - U'_{\text{вх}}}{R_{33}}; \quad I_{R1} = \frac{U'_{\text{вх}}}{R_1}.$$

Коефіцієнт підсилення  $k' = U_{\text{вих}} / U'_{\text{вх}}$  виявляється рівним

$$k' = 1 + \frac{R_{33}}{R_1}. \quad (2.91)$$

Оскільки у схемі є послідовний негативний зворотний зв'язок за напругою, то її вхідний опір дорівнюватиме

$$R'_{\text{вх}} = (1 + \beta k)R_{\text{вх}}, \quad (2.92)$$

де  $\beta \approx \frac{R_1}{R_1 + R_{33}}$ , що значно більше ніж у самого ОП.

Окремим випадком неінвертуючого ввімкнення є повторювач напруги (рис. 2.68), у якому  $R_{33} = 0$  і  $k' \approx 1$ . При цьому вхідний опір виявляється дуже великим:  $R'_{\text{вх}} = (1 + k)R_{\text{вх}}$ . Застосовують цю схему там, де є емітерний повторювач.

### 2.7.4. Застосування операційного підсилювача для здійснення математичних операцій

Операційний підсилювач з успіхом можна застосовувати для виконання математичних операцій з аналоговими сигналами: їх додавання, віднімання, диференціювання, інтегрування тощо. Сама назва "операційний підсилювач" походить від того, що первісно ці схеми розроблялися саме для реалізації таких математичних операцій.

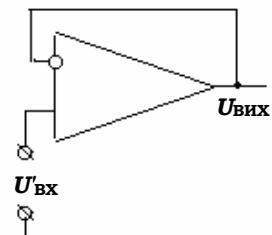


Рис. 2.68

Схему ввімкнення ОП для підсумовування кількох напруг зображенено на рис. 2.69. Вона подібна до вже розглянутого інвертуючого ввімкнення ОП. Застосовуючи наближення ідеального підсилювача, можна записати:

$$U_{(-)} \approx U_{(+)} = 0, \quad I_{\text{bx}1} + I_{\text{bx}2} + I_{33} = 0,$$

звідки випливає співвідношення

$$\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}} \quad \text{або} \quad U_{\text{вих}} = -(U_1 \frac{R_{33}}{R_1} + U_2 \frac{R_{33}}{R_2}). \quad (2.93)$$

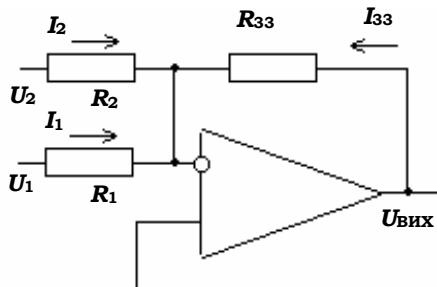


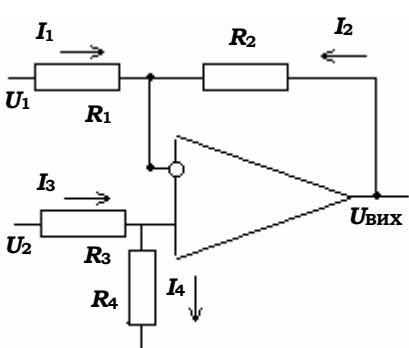
Рис. 2.69

Коефіцієнти  $R_{33}/R_{1,2}$  називають **масштабними множниками**; варіюючи їх, можна змінювати вагу кожного з доданків в утворюваній сумі. При  $R_{33} = R_1 = R_2$  одержимо  $U_{\text{вих}} = -(U_1 + U_2)$ , тобто суму доданків зі знаком "мінус".

Схема, зображена на рис. 2.70, реалізує віднімання вхідних напруг. Знову ж таки, застосовуючи наближення ідеального підсилювача, можна записати  $I_1 = -I_2$ ,  $I_3 = I_4$ ,  $U_{(+)} \approx U_{(-)}$  звідки

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

$$U_{\text{вих}} = a_2 U_2 - a_1 U_1, \quad (2.94)$$



**Рис. 2.70**

де  $a_1 = \frac{R_2}{R_1}$ ,  $a_2 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ . При  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$  маємо  $U_{\text{вих}} = U_2 - U_1$ .

Застосувавши реактивні елементи, можна побудувати схеми для інтегрування та диференціювання вхідних напруг. Наприклад, для зображеного на рис. 2.71 схеми, можна записати

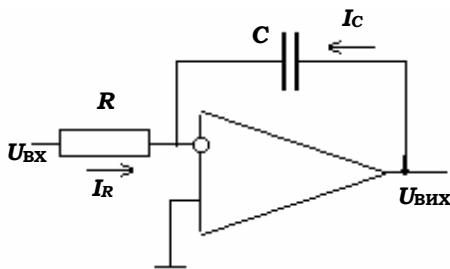
$$U_{(-)} \approx U_{(+)} = 0, i_R = \frac{U_{\text{вх}}}{R} = -i_C = -C \frac{dU_{\text{вих}}}{dt}.$$

Звідки одержуємо

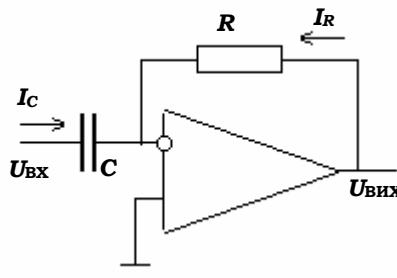
$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{вх}}(t) dt. \quad (2.95)$$

Аналогічно можна показати, що схема, зображенна на рис. 2.72, здійснює операцію диференціювання:

$$U_{\text{вих}} = -RC \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}. \quad (2.96)$$



**Рис. 2.71**



**Рис. 2.72**

Схеми з ОП безпосередньо реалізують множення та ділення не спроможні, проте вони можуть виконувати операції логарифмування та потенціювання вхідних напруг. У поданій на рис. 2.73 схемі як опір зворотного зв'язку використовують напівпровідниковий діод. Струм через такий відкритий діод визначається відомим виразом:

$$i_D = i_0 \exp(-\alpha U_{\text{вих}}) \quad \text{де } \alpha = \frac{e}{kT} \approx 40 \text{ В}^{-1},$$

а рівний йому струм через резистор  $i_R = \frac{U_{\text{вх}}}{R}$ . Із цих виразів випливає, що

## Основи радіоелектроніки

$$-U_{\text{вих}} = U_D = \frac{1}{\alpha} \ln \frac{U_{\text{вих}}}{i_0 R}. \quad (2.97)$$

Аналогічно для схеми з рис. 2.74 можна отримати

$$U_{\text{вих}} = -i_0 R \exp(\alpha U_{\text{вх}}). \quad (2.98)$$

Застосувавши ці схеми сумісно зі схемами додавання й віднімання, можна реалізувати операції множення та ділення.

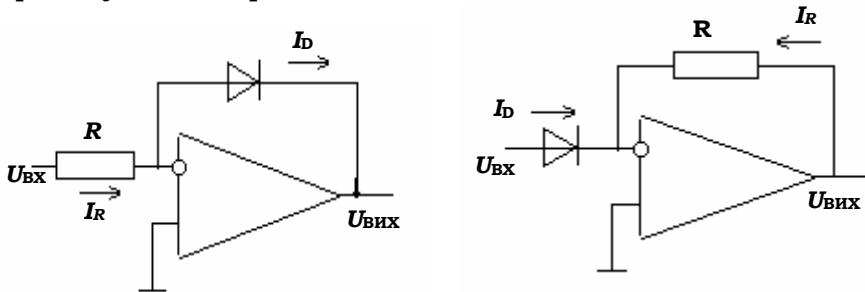


Рис. 2.73

Рис. 2.74

### 2.7.5. Аналогові ЕОМ з використанням операційного підсилювача

Таким чином, на основі ОП можна побудувати комплект схем, здатних виконувати математичні дії, потрібні для виконання більшості обчислень. Очевидно, комбінуючи ці схеми, можна побудувати обчислювальну машину, здатну робити безпосередню математичну обробку сигналів, які надходять на її входи у вигляді напруг від одного чи кількох датчиків. Тобто, подаючи на вхід (або входи) нашої системи напруги  $v_{\text{вх}1}(t), v_{\text{вх}2}(t), \dots$ , можна отримати на вихід напругу  $v_{\text{вих}}(t)$ , яка є функцією  $v_{\text{вих}}(t) = f[v_{\text{вх}1}(t), v_{\text{вх}2}(t), \dots]$  від вхідних напруг.

Скажімо, для знаходження величини  $y$ , заданої неоднорідним диференціальним рівнянням першого порядку

$$\frac{dy}{dt} - ay = bU(t), \quad (2.99)$$

слід було б побудувати схему, зображену на рис. 2.75. Знаком інтеграла в ній позначено схему інтегратора, а знаком суми – суматор, на один із входів якого подається зовнішня напруга  $U(t)$ . Літери  $a$  та  $b$

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

---



---

відповідають масштабним множникам входів суматора. Можна впевнитися, що зображена на рис. 2.75 схема дійсно розв'язує рівняння (2.99), утворюючи на своєму виході сигнал  $y(t)$ .

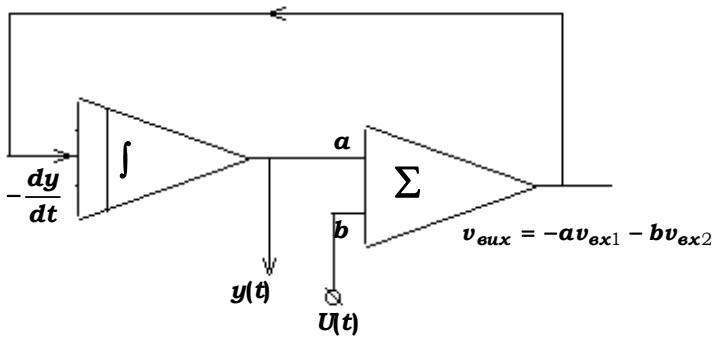


Рис. 2.75

Обчислювальні машини, подібні до зображеного на рис. 2.75, називаються **аналоговими**. Вони здатні виконувати обробку сигналів у реальному масштабі часу, тобто з тією самою швидкістю, з якою ці сигнали надходять. У цьому полягає значна перевага аналогових машин порівняно із цифровими ЕОМ. Останні, хоч і набагато точніші, однак часто не встигають робити розрахунки, якщо первісна інформація надто швидко надходить на їхні входи. Аналогові ЕОМ набагато простіші та дешевіше за цифрові, тому їх широко застосовують для керування технологічними процесами.

### 2.7.6. Стійкість операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком

Як відомо, застосування глибокого негативного зворотного зв'язку поліпшує параметри ОП, але в деяких випадках це може спричинити певні труднощі, обумовлені можливістю самозбудження підсилювача. Дійсно, кожний з каскадів ОП в області високих частот може давати докручення фази на кут  $\Delta\psi_K$ , який може сягати  $90^\circ$ . А оскільки таких каскадів в ОП зазвичай три, то загальне докручення фази може сягати  $270^\circ$ . Цього більш ніж достатньо для того, щоб в області високих частот негативний зворотний зв'язок перетворився на позитивний. Таке перетворення відбувається на частоті  $\Omega$ , де сумарне набіг-

гання фази  $\Delta\Psi_K$  дорівнюватиме  $180^\circ$ . Така частота існує в кожному операційному підсилювачі.

Нехай коефіцієнт підсилення "чистого" ОП на цій частоті становить  $k(\Omega)$ . Якщо на частоті  $\Omega$  задовольняється ще й амплітудна умова  $k(\Omega)\beta > 1$ , то підсилювач, охоплений негативним зворотним зв'язком з коефіцієнтом  $\beta$ , неодмінно буде самозбуджуватися. Якщо ж  $k(\Omega)\beta < 1$ , то він буде стійким.

При глибокому негативному зворотному зв'язку коефіцієнт підсилення  $k' = 1/\beta$ , таким чином, умовою самозбудження буде  $k(\Omega) > k'$ , а умовою стійкості  $k(\Omega) < k'$ . Отже, саме надто глибокий негативний зворотний зв'язок з великим  $\beta$  є небезпечним щодо самозбудження операційного підсилювача.

### КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Які основні вимоги має задовольняти операційний підсилювач (ОП)?
2. З яких основних каскадів складається ОП? Вкажіть їх на принциповій схемі ОП типу К140УД1 (рис. 2.63).
3. Знайдіть на принциповій схемі ОП (рис. 2.63) знайомі вам структури: диференціальний підсилювач, струмове дзеркало, схему зсуву рівня напруг, емітерний повторювач.
4. Поясніть, чому в другому каскаді диференціального підсилювача на рис. 2.63 у коло емітера не ввімкнено струмове дзеркало.
5. Чому область робочих значень диференціальної входної напруги  $U_\Delta$  дуже вузька і лежить зазвичай у межах кількох міліволтів?
6. Що таке частота одиничного підсилення ОП?
7. Які переваги інвертуючого та неінвертуючого ввімкнення ОП? Що втрачається при цьому в кожному із способів?
8. Чи відрізняється входний опір ОП, увімкненого за інвертуючою схемою, від входного опору "чистого" ОП?
9. Як відбувається інвертуюче ввімкнення ОП на його вихідному опорі?
10. Які позитивні властивості притаманні схемі з неінвертуючим увімкненням ОП зі стовідсотковим зворотним зв'язком (повторювач на ОП, рис. 2.68)?
11. З яких міркувань слід обирати опір  $R_{33}$  у схемі суматора?

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

12. Запропонуйте схему підсумовування, яка б не інвертувала знак результата.
13. Чим обмежуються граничні значення масштабних множників у схемі суматора?
14. Які переваги та недоліки мають аналогові обчислювальні машини порівняно із цифровими ЕОМ? Де їх використання є доцільним?
15. Що означає вираз "обробка сигналів у реальному масштабі часу"? Де доцільно нею користуватись?
16. Чому при глибокому негативному зворотному зв'язку ОП стає схильним до самозбудження?
17. Як придушити самозбудження ОП, охопленого глибоким негативним зворотним зв'язком?
18. Для чого в більшості ОП транзистори у вхідному каскаді вмикаються за схемою Дарлінгтона?

## ЗАДАЧІ

Дані ОП типу К140УД7:  $k = 5 \cdot 10^4$ ;  $R \geq 400 \text{ кОм}$ ;  $R_{\text{вих}} \leq 2 \text{ кОм}$ . Цей ОП використовується в задачах 1–3.

1. Складіть схему інвертуючого ввімкнення операційного підсилювача. Коефіцієнт підсилення  $k' = 16 \text{ дБ}$ . Визначте величини опорів  $R_1$  та  $R_{33}$ , вхідний і вихідний опори схеми.

2. У схемі неінвертуючого ввімкнення ОП  $R_1 = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_{33} = 100 \text{ кОм}$ . Визначте коефіцієнт підсилення та вхідний опір схеми.

3. Складіть і розрахуйте схему суматора двох напруг з масштабними множниками  $a = 2,5$  та  $b = 9$ . Вхідний опір ОП дорівнює 300 кОм.

4. Взявши за основу відомі схеми для здійснення математичних операцій, складіть схему піднесення до квадрата напруги  $U_{\text{вх}}(t)$ .

5. Амплітудно-частотну характеристику ОП можна апроксимувати таким чином:  $k(\text{дБ}) = 100$  при  $f < 10^4 \text{ Гц}$ ;  $k(\text{дБ}) = 100 - [60(\lg f(\text{Гц}) - 4)]$  при  $f \geq 10^4 \text{ Гц}$ . Частота  $f_n$ , на якій ОП обертає фазу на  $180^\circ$ , дорівнює  $2 \cdot 10^5 \text{ Гц}$ . ОП охоплений частотонезалежним зворотним зв'язком. Яка найбільша величина коефіцієнта зворотного зв'язку  $\beta$ , при якій схема ще буде стійкою? До якої величини вдастся знизити  $k'$ ?

## 2.8. АКТИВНІ ФІЛЬТРИ

У радіоелектроніці часто виникає потреба пропустити та підсилити сигнали лише в певному діапазоні частот, водночас придушивши сигнали на всіх інших частотах. Така задача розв'язується за допомогою частотних фільтрів – пасивних або активних чотириполюсників, амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) яких відмінні від нуля у смузі частот, що мають проходити через фільтр – у смузі прозорості або смузі пропускання – і дорівнюють або близькі до нуля у смузі непропускання (непрозорості).

Амплітудно-частотні характеристики різних фільтрів зображені на рис. 2.76; для ідеальних фільтрів – пунктирною лінією, а для реальних – суцільною. Прикладом АЧХ фільтра нижніх частот (ФНЧ) є крива, що зображена на рис. 2.76, а. Величина  $\beta(\omega) = U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}}$  залишається постійною в частотному інтервалі від  $\omega = 0$  до граничної частоти  $\omega_0$  (частоти зрізу) і швидко прямує до нуля за частотою зрізу.

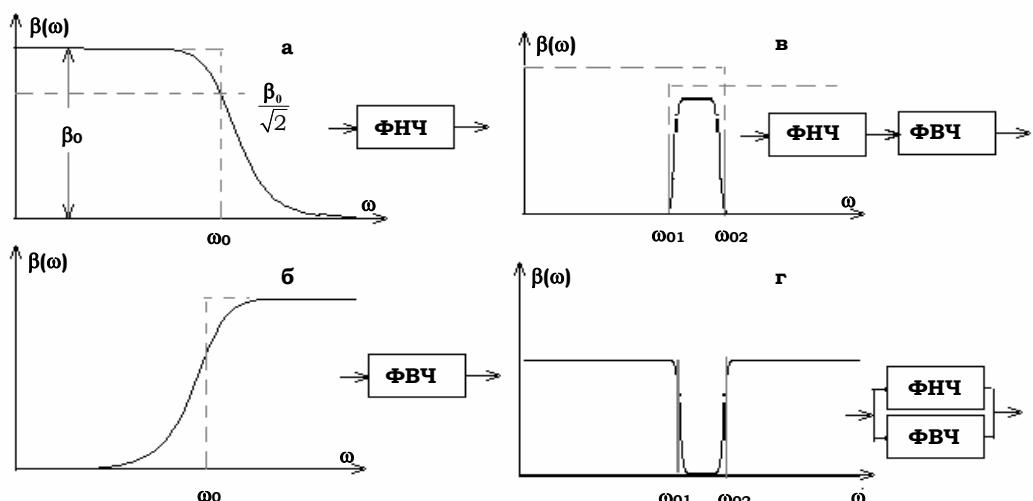


Рис. 2.76

АЧХ фільтрів верхніх частот (ФВЧ), смугового та режекторного (за-городжуvalьного) фільтрів зображені відповідно на рис. 2.76, б, в, г. Смуговий фільтр, який пропускає частоти лише у смузі від  $\omega_{01}$  до  $\omega_{02}$ , можна реалізувати послідовним увімкненням ФНЧ і ФВЧ, смуги

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

прозорості яких перекриваються. А режекторний фільтр можна отримати паралельним увімкненням ФНЧ та ФВЧ, смуги пропускання яких не перекриваються.

Частотні фільтри можуть бути складені з *LRC*-або *RC*-елементів (пассивні фільтри). Останнім часом для покращання форми АЧХ та компенсації втрат сигналу *RC*-фільтри стали комбінувати з підсилювальними каскадами, застосовуючи при цьому позитивний або негативний зворотний зв'язок. Такі комбіновані фільтри мають назву **активних *RC*-фільтрів** або, як їх частіше називають, **активних фільтрів**.

### 2.8.1. Активний фільтр першого порядку

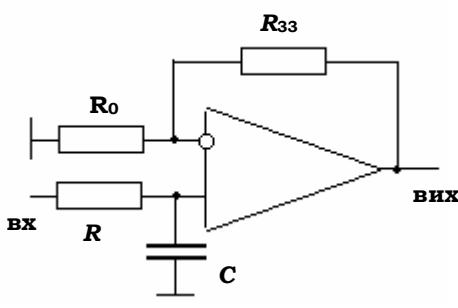


Рис. 2.77

Найпростіший активний фільтр може бути складений із фільтруючого *RC*-елемента та широкосмугового підсилювача. На рис. 2.77 зображене активний фільтр нижчих частот, у якому вхідний сигнал спочатку проходить через інтегруючий *RC*-елемент, а потім подається на вхід операційного підсилювача ввімкненого за неінвертуючою схемою з коефіцієнтом підсилення

$$k_0 = 1 + \frac{R_{33}}{R_1}. \quad (2.100)$$

У цілому коефіцієнт пропускання такої схеми дорівнює

$$\dot{\beta}(\omega) = k_0 \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{k_0}{1 + j\omega RC}. \quad (2.101)$$

АЧХ такого фільтра, тобто залежність модуля коефіцієнта пропускання від частоти зображено на рис. 2.78. За межу смуги пропускання умовно приймають частоту  $\omega_0 = 1/RC = 1/\tau$  (частота зрізу), на якій  $|\beta| = k_0 / \sqrt{2}$ . Тоді вираз (2.101) можна записати так:

$$\dot{\beta}(\omega) = \frac{k_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{k_0}{1 + p}, \text{ де } p = j \frac{\omega}{\omega_0}. \quad (2.102)$$

## Основи радіоелектроніки

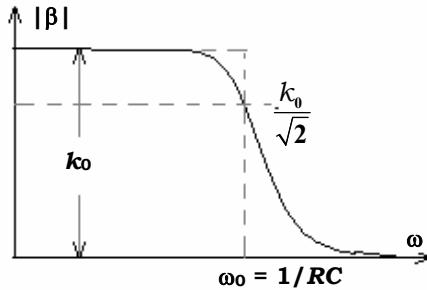


Рис. 2.78

обернено пропорційним до  $\omega$  і, отже, при зростанні частоти на один порядок (одну декаду) величина  $|\beta|$  зменшується на один порядок (у логарифмічних одиницях – на 20 дБ).

Збільшити крутість спаду АЧХ можна послідовним з'єднанням кількох фільтрів. При цьому їхні АЧХ перемножують, тобто при послідовному з'єднанні  $N$  активних фільтрів першого порядку на частотах  $\omega \gg \omega_0$  крутість спаду АЧХ становитиме вже 20 $N$  дБ на декаду.

### 2.8.2. Активні фільтри другого порядку

Кращих результатів можна досягти, застосовуючи більш складні схеми активних  $RC$ -фільтрів із зворотними зв'язками. Прикладом подібного фільтра може бути зображена на рис. 2.79 так звана схема Саллена і

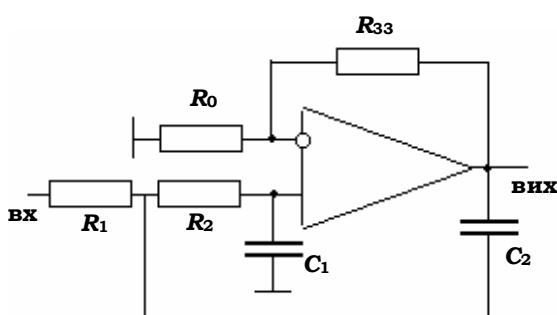


Рис. 2.79

Кея (активний фільтр з позитивним і негативним зворотним зв'язком). Тут негативний зворотний зв'язок, поданий на інвертуючий вхід через подільник  $R_{33}R_0$ , створює конкуренцію частотнозалежному позитивному зворотному зв'язку на неінвертуючий вхід. Вираз для коефіцієнта пропускання подібного фільтра досить складний:

$$\dot{\beta}(\omega) = \frac{k_0}{1 + \omega_0 [C_1(R_1 + R_2) + (1 - k_0)R_1C_2]p + \omega_0^2 R_1 R_2 C_1 C_2 p^2}, \quad (2.103)$$

де  $k_0 = 1 + \frac{R_{33}}{R_0}$ ,  $p = j \frac{\omega}{\omega_0}$ ,  $\omega_0$  – частота зрізу АЧХ. Для випадку  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$  вираз (2.79) спрощується:

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

$$\dot{\beta}(\omega) = \frac{k_0}{1 + a_1 p + a_2 p^2}, \quad (2.104)$$

де  $a_1 = \omega_0 RC(3 - k_0)$ ,  $a_2 = (\omega_0 RC)^2$ . Оскільки знаменником у (2.79) та (2.80) є поліном другого степеня, такий фільтр називають **фільтром другого порядку**.

У цілому АЧХ активного фільтра другого порядку має вигляд, подібний до зображеного на рис. 2.78: порівняно повільна зміна  $|\beta|$  у межах області пропускання та швидкий спад за її межами. Однак залежно від конкретного значення параметрів  $a_1$  та  $a_2$  хід  $\dot{\beta}(\omega)$  має в околі  $\omega_0$  певні особливості, і його можна оптимізувати відповідним підбором цих параметрів. Таку оптимізацію АЧХ можна робити за різними критеріями:

а) *найбільш рівномірний хід АЧХ у смузі пропускання.* Спад за межами смуги пропускання при цьому буде досить стрімкий. Це так званий **фільтр Баттервортса**, оптимально він реалізується при значеннях  $a_1 = 1,41$ ,  $a_2 = 1,0$ . Однак такому фільтру притаманний відмінний від прямолінійного хід фазово-частотної характеристики (ФЧХ), викиди та коливання вихідної напруги при різких переходічних процесах;

б) *найбільш лінійний хід ФЧХ.* Ця умова оптимально реалізується при  $a_1 = 1,36$ ,  $a_2 = 0,62$ . Такий фільтр має назву **фільтр Бесселя**, оскільки його АЧХ добре апроксимується поліномами Бесселя. Спад за межами смуги пропускання у фільтра Бесселя менш крутий, ніж у фільтрі Баттервортса, зате він не створює викидів напруги при переходічних процесах;

в) *найбільши крутий спад за межами смуги пропускання має фільтр Чебишова.* Звичайно, це найбільш бажана властивість фільтра. Однак у фільтра Чебишова є досить серйозний недолік: у смузі пропускання його АЧХ має нерівномірний, хвилястий хід, при чому нерівномірність тим більша, чим крутиший спад. І те, як інше визначається вибором параметрів  $a_1$  та  $a_2$ . Наприклад, при  $a_1 = 1,93$  спад отримуємо дуже крутий, проте нерівномірний у смузі пропускання сягає  $\pm 3$  dB.

Таким чином, бажаний вигляд АЧХ і ФЧХ можна реалізувати відповідним підбором оптимальних величин елементів схеми. Така операція має назву **синтезу активного фільтра**.

При послідовному з'єднанні кількох активних фільтрів їхні передавальні функції  $\dot{\beta}(\omega)$  перемножуються, і степінь полінома в знаменнику

## Основи радіоелектроніки

зростає. Відповідно зростає й порядок фільтра, а також крутість спаду в смузі непропускання.

Помінявши місцями на рис. 2.79 у колі позитивного зворотного зв'язку ємності та опори, дістанемо фільтр верхніх частот. А із фільтрів верхніх і нижніх частот, про що вже йшлося вище, можна скласти смугові або режекторні фільтри.

### 2.8.3. Порівняння з пасивним фільтрами

Амплітудно-частотні та фазово-частотні характеристики, подібні до описаних вище, можна одержати й без застосування підсилювачів,

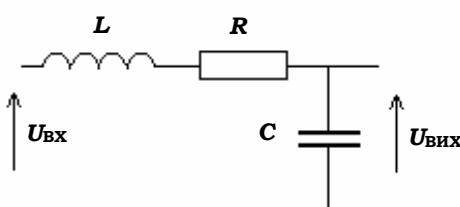


Рис. 2.80

за допомогою пасивних фільтрів, складених лише з  $LRC$ -елементів. Наприклад, передавальна функція  $\beta(\omega)$  для фільтра, зображеного на рис. 2.80, описується тим самим виразом (2.104), що й для активного  $RC$ -фільтра, але з параметрами  $a_1 = \omega_0 RC$ ,  $a_2 = \omega_0^2 LC$ . Підбором цих

параметрів можна реалізувати будь-який з розглянутих різновидів фільтрів: Баттервортса, Бесселя або Чебишова.

Однак активні  $RC$ -фільтри мають кілька істотних переваг порівняно з пасивними  $LRC$ -фільтрами:

а) для їх виготовлення не потрібні котушки індуктивності. Ця перевага особливо істотна при роботі з низькими частотами, коли необхідні індуктивності іноді такі великі, що реалізувати їх практично неможливо;

б) можливість обійтися без індуктивностей особливо цінна при мікроресемному виконанні фільтра, оскільки існуючі мікроелектронні технології неспроможні виготовляти індуктивності скільки-небудь значної величини;

в) передавальні характеристики  $LRC$ -фільтрів дуже чутливі до навантаження, тоді як у активних фільтрах вихід розв'язаний щодо входу підсилювача;

г) нарешті, при проходженні через активний фільтр сигнал звичайно підсилюється за напругою та потужністю, тоді як у пасивному фільтрі він завжди зазнає тільки ослаблення.

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Які вимоги висувають до фільтрів низьких (високих) частот? Що таке гранична частота фільтра (частота зрізу)?
2. Як можна, маючи фільтр високих і низьких частот, побудувати смуговий чи загороджувальний фільтр?
3. Які переваги та недоліки притаманні активному *RC*-фільтру порівняно з пасивним *LC*-фільтром?
4. Яка крутість спаду АЧХ (у децибелах на декаду) активного фільтра першого порядку?
5. Чим визначається порядок активного *RC*-фільтра? Як залежить крутість спаду від порядку фільтра?
6. Як відбувається на загальних АЧХ і ФЧХ послідовне сполучення кількох активних фільтрів?
7. З яких міркувань робиться оптимізація частотних характеристик активних фільтрів?
8. Що таке активний фільтр Баттервортса, Бесселя, Чебишова? Чим відрізняються їхні АЧХ та ФЧХ?

### **ЗАДАЧІ**

1. Розрахуйте елементи *RLC* пасивного фільтра Баттервортса (рис. 2.80) на частоту зрізу  $f_0 = 2 \cdot 10$  Гц. Ємність фільтра  $C = 0,1$  мкФ.
2. Яким має бути співвідношення  $a_1$  та  $a_2$  у формулі (2.104), щоб ослаблення в 3 дБ припадало саме на частоту зрізу?
3. Знайдіть значення  $C$  та  $k_0$  для активного НЧ фільтра Чебишова другого порядку. Прийняти  $f_0 = 1$  кГц,  $R = 10^6$  Ом.

### **2.9. СЕЛЕКТИВНІ *RC*-ПІДСИЛЮВАЧІ**

Селективний (вибірковий) підсилювач – це смуговий підсилювач з відносно вузькою смugoю пропускання. Якщо у звичайного підсилювача верхня й нижня межі смugi пропускання  $f_B$  та  $f_H$  можуть мати довільне значення, то в селективного підсилювача вони обмежують дуже вузьку смugu пропускання  $\Delta f = f_B - f_H \ll (f_B + f_H)/2$ .

Підсилення сигналів селективними підсилювачами забезпечується активними елементами схеми (транзисторами, електронними лампами або операційними підсилювачами), а вибіркові властивості – її пасивними елементами. На високих частотах як частотновибіркові елементи зазвичай застосовують високодобротні коливні  $LC$ -контури. На низьких частотах, де для реалізації таких контурів були б потрібні дуже великі індуктивності, селективні властивості забезпечуються частотновибірковими  $RC$ -схемами, сконструйованими лише з ємностей і резисторів.

### 2.9.1. Селективний $RC$ -підсилювач зі смуговим фільтром у колі позитивного зворотного зв'язку

Найпростіший  $RC$ -фільтр, якому притаманні частотновибіркові властивості, зображенено на рис. 2.81.

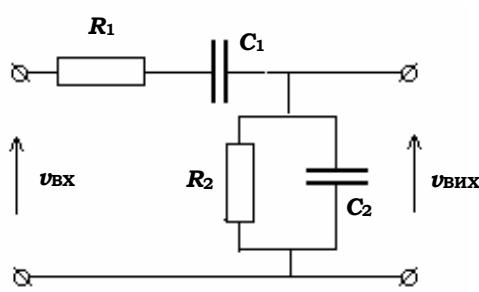


Рис. 2.81

Очевидно, що ємність  $C_1$  не пропускатиме на вихід низькочастотну частину спектра вхідних сигналів, а ємність  $C_2$  – закорочуватиме не землю його високочастотну частину. Отже, має існувати певна частота, яка буде проходити через цей чотириполюсник з найменшим ослабленням. Розрахунок дає значення для коефіцієнта передачі має такий вигляд:

$$\beta(\omega) = \frac{\dot{v}_{\text{вих}}}{\dot{v}_{\text{вх}}} = \frac{\omega C_1 R_2}{\omega(R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1) - j(1 - \omega^2 R_1 R_2 C_1 C_2)}. \quad (2.105)$$

У частинному випадку, з яким зазвичай мають справу на практиці, коли  $R_1 = R_2 = R$ ;  $C_1 = C_2 = C$ , вираз (2.105) спрощується й набуває вигляду

$$\beta(\omega) = \frac{\omega C R}{3\omega R C - j(1 - \omega^2 R^2 C^2)}. \quad (2.106)$$

За структурою цей вираз нагадує аналогічний вираз для коливного  $LC$ -конттуру. На частоті  $\omega_0 = 1/RC$  член у круглих дужках стає рівним нулю й  $\beta(\omega)$  досягає свого максимального (за модулем) значення  $\beta_{\max} = 1/3$  (рис. 2.82). Частоту  $\omega_0$  називають **квазірезонансною**, хоча ясно, що тут не йдеться про резонанс як фізичне явище. Формально (за ширі-

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

ною смуги пропускання на рівні 0,71) може бути введена і величина ефективної добротності, яка приблизно дорівнює 1/3.

Звичайно, селективні властивості такого фільтра невисокі, проте їх можна покращити, якщо застосувати його в колі позитивного зворотного зв'язку операційного підсилювача (рис. 2.83). При цьому, як відомо (див. п. 2.4.2), коефіцієнт підсилення підсилювача дорівнюватиме

$$k' = \frac{k_0}{1 - \beta(\omega)k_0}, \quad (2.107)$$

де  $k_0$  – коефіцієнт підсилення "чистого" підсилювача<sup>25</sup>.

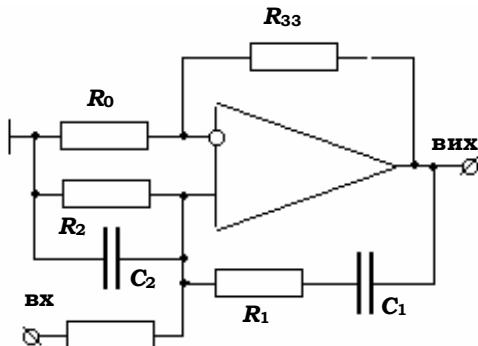


Рис. 2.83

тим, щоб значення  $\beta(\omega_0)k_0$  не перевищувало одиницю, оскільки в такому разі схема самозбуджується і підсилювач перетворюється на автогенератор. Для запобігання цього служить коло негативного зворотного зв'язку, яке знижує  $k_0$  на всіх частотах до значень  $k_0 < 3$ . Очевидно, для цього має виконуватися співвідношення  $R_{33} < 2R_0$  (див. формулу (2.91)). Змінюючи відношення величин  $R_{33}$  та  $R_0$  можна регулювати висоту та гостроту кривої, зображененої на рис. 2.84.

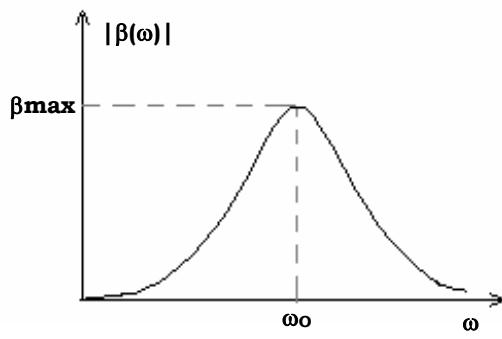


Рис. 2.82

На частотах, далеких від квазірезонансу, де  $\beta(\omega)$  близька до нуля,  $k' \approx k_0$  (рис. 2.84), але при наближенні до квазірезонансу знаменник у (2.107) зменшується і  $k'$  зростає, досягаючи максимального значення при  $\omega = \omega_0$ . При  $\beta(\omega_0)k_0 \rightarrow 1$  висота цього максимуму може стати як завгодно великою, а смуга пропускання відповідно як завгодно малою. Треба, однак, стежити за

<sup>25</sup> Величину  $k_0$  будемо вважати дійсною та позитивною. Вона визначається колом негативного зворотного зв'язку.

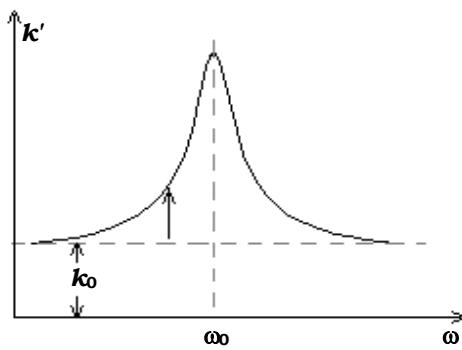


Рис. 2.84

### 2.9.2. Селективний RC -підсилювач з режекторним фільтром у колі негативного зворотного зв'язку

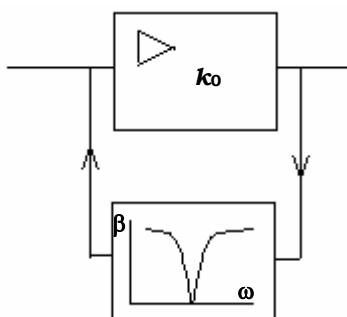


Рис. 2.85

Дещо іншим є принцип роботи селективного RC -підсилювача, у якому застосовується негативний зворотний зв'язок через RC -фільтр режекторного типу (рис. 2.85). Коефіцієнт підсилення в такому випадку дорівнює

$$k' = \frac{k_0}{1 + \beta(\omega)k_0} \quad (2.108)$$

і , якщо  $\beta(\omega) \neq 0$  , завжди менший від  $k_0$  .

На високих і низьких частотах, де режекторний фільтр повністю прозорий для сигналів,  $\beta(\omega) \approx 1$  і  $k'$  знижуються до величин порядку одиниці (рис. 2.86). Однак з наближенням до частоти  $\omega_0$  коефіцієнт зворотного зв'язку  $\beta(\omega)$  стає дедалі все меншим і меншим, поки нарешті на частоті квазірезонансу, де  $\beta(\omega_0)$  мінімальне, величина  $k'$  досягає свого максимального значення.

Як режекторні фільтри можна застосовувати RC -мости, які балансують на квазірезонансній частоті. Здебільшого застосовують так званий **подвійний Т-міст**, який є паралельним сполученням двох T-подібних RC -четириполюсників (рис. 2.87). Вираз для амплітудно-частотної характеристики такої схеми має вигляд

$$|\beta(\omega)| = \frac{1 - (\omega RC)^2}{\sqrt{[1 - (\omega RC)^2]^2 + (4\omega RC)^2}} . \quad (2.109)$$

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

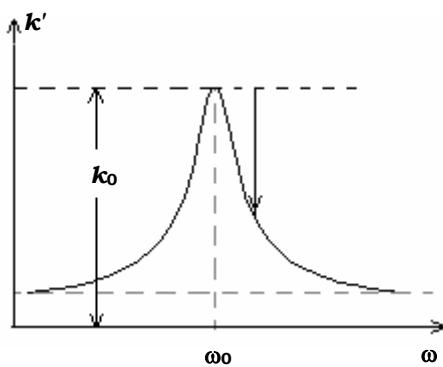


Рис. 2.86

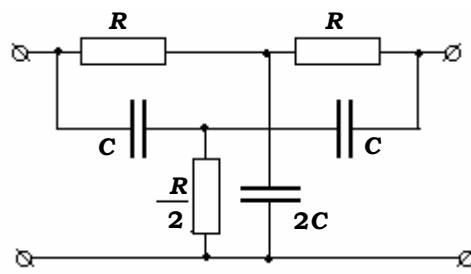


Рис. 2.87

На квазірезонансній частоті  $\omega_0 = 1/RC$  цей вираз перетворюється на нуль.

Для побудови частотновибіркового підсилювача подвійний  $T$ -міст можна ввести в коло негативного зворотного зв'язку операційного підсилювача, який працює за схемою інвертуючого ввімкнення (рис. 2.88).

На квазірезонансній частоті сигнал з вихіду на вход не проходить, негативний зворотний зв'язок відсутній, і коефіцієнт підсилення  $k'$  виявляється рівним коефіцієнту підсилення "чи-стого" підсилювача. На всіх інших частотах негативний зворотний зв'язок більшою чи меншою мірою придушує підсилення й зменшує величину  $k'$ . Вираз для модуля коефіцієнта підсилення даної схеми поблизу квазірезонансної частоти має вигляд

$$|k'(\Delta\omega)| = \frac{k_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{k_0}{2} \cdot \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}},$$

де  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ , і подібний аналогічному виразу для АЧХ коливного  $LC$ -контруту. Ефективна добродій АЧХ такого підсилювача вияв-

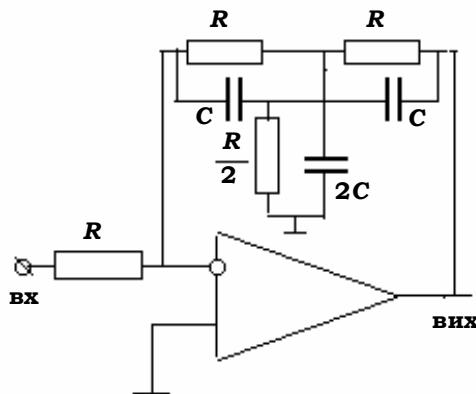


Рис. 2.88

## **Основи радіоелектроніки**

---

---

ляється рівною  $Q_{\text{EFF}} = k_0 / 4$ ; її можна зробити досить великою, якщо збільшувати коефіцієнт підсилення "чистого" підсилювача.

Оскільки в даній схемі застосовується лише негативний зворотний зв'язок, жодних ускладнень із самозбудженням тут не виникає. Тому при побудові селективних  $RC$ -підсилювачів перевагу зазвичай надають саме схемі з подвійним  $T$ -мостом, яка при великих значеннях  $k_0$  може забезпечити як велике і стійке підсилення на квазірезонансній частоті, так і досить хорошу вибірковість.

## **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Поясніть якісно, чому у схемі квазірезонансного  $RC$ -ланцюжка, зображеного на рис. 2.81, на певній частоті має бути максимум у коефіцієнті проходження?
2. Чому  $RC$ -ланцюжок, зображений на рис. 2.81, не використовується безпосередньо як частотновибірковий елемент?
3. Чим досягається висока селективність у  $RC$ -підсилювачі з позитивним зворотним зв'язком (рис. 2.83)?
4. Навіщо в  $RC$ -підсилювачі з позитивним зворотним зв'язком (рис. 2.83) створюється також ланцюжок негативного зворотного зв'язку?
5. Які переваги має селективний  $RC$ -підсилювач з режекторним фільтром у колі НЗЗ порівняно з  $RC$ -підсилювачем з ПЗЗ?
6. У чому полягає принцип дії селективного  $RC$ -підсилювача з режекторним фільтром у колі НЗЗ?
7. Чим можна регулювати ширину смуги пропускання селективного  $RC$ -підсилювача з режекторним фільтром у колі НЗЗ, зображеного на рис. 2.88?
8. Чи залежить ступінь вибірковості селективного  $RC$ -підсилювача з режекторним фільтром у колі НЗЗ, зображеного на рис. 2.88, від величин опорів і ємностей у колі НЗЗ?

## **ЗАДАЧІ**

1. Розрахуйте квазірезонансну частоту для  $RC$ -ланцюжка, зображеного на рис. 2.81 ( $R_1 = R_2 = 1 \text{ к}\Omega$ ;  $C_1 = C_2 = 10 \text{ н}\Phi$ ).

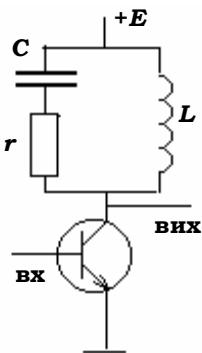
## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

2. У схемі, зображеній на рис. 2.83,  $R_{33} = 10 \text{ кОм}$ ;  $R_0 = 30 \text{ кОм}$ . Яким буде коефіцієнт підсилення на квазірезонансній частоті?
3. Розрахуйте квазірезонансну частоту подвійного  $T$ -моста при  $R = 16 \text{ кОм}$ ,  $C = 20 \text{nF}$ .
4. Якою буде смуга пропускання підсилювача, зображеного на рис. 2.88, при  $k_0 = 200$ ? Значення  $R$  і  $C$  візьміть з попередньої задачі.

## 2.10. РЕЗОНАНСНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

На високих частотах ( $f > 10^4 - 10^5$ ) у селективних підсилювачах зазвичай застосовують паралельний коливний контур, який вмикають у вихідне коло транзистора як навантаження (рис. 2.89). Такі підсилювачі називають **резонансними**.

Нехтуючи поки що вихідною провідністю транзистора  $h_{22E}$  маємо для модуля еквівалентного опору коливного контуру поблизу резонансної частоти такий вираз:



**Рис. 2.89**

$$|Z_{\text{екв}}(\omega)| = \frac{R_{\text{екв}}}{\sqrt{1 + \left(2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}},$$

де  $R_{\text{екв}} = L/rC$  – еквівалентний опір паралельного контуру на резонансній частоті  $\omega_0$ ,  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$  – розлад контуру,  $Q = \omega_0 L / r = 1/r\omega_0 C$  – його добротність.

Коефіцієнт підсилення схеми, зображененої на рис. 2.89, дорівнюватиме

$$k(\omega) = \frac{h_{21E}}{h_{11E}} Z_{\text{екв}}(\omega).$$

Його залежність від частоти зображено на рис. 2.90; її хід повторює залежність  $|Z_{\text{екв}}(\omega)|$ . Бачимо, що коефіцієнт підсилення великий лише поблизу резонансу і швидко спадає в міру віддалення від нього. Умовно за смугу пропускання підсилювача приймають область частот, межі якої відповідають розладам  $\Delta\omega$ , при яких з  $k(\omega)$  змен-

## Основи радіоелектроніки

шується порівняно з резонансним значенням у  $\sqrt{2}$  разів. Ширина смуги пропускання  $\Omega$  при цьому дорівнює  $\omega_0 / Q$ .

З урахуванням вихідної провідності транзистора коефіцієнт підсилення дорівнюватиме

$$k(\omega) = \frac{h_{21E}}{h_{11E}} \frac{Z_{\text{екв}}(\omega)}{1 + h_{22E}Z_{\text{екв}}(\omega)}.$$

На резонансній частоті  $k(\omega)$  досягає максимального значення

$$k_0 = \frac{h_{21E}}{h_{11E}} \frac{R_{\text{екв}}}{1 + h_{22E}R_{\text{екв}}} \quad (2.111)$$

Здавалося б, що підвищуючи добротність контуру й збільшуючи тим самим його еквівалентний опір, можна одержати досить великі значення коефіцієнта підсилення та вузьку смугу пропускання. Оскільки для постійної складової колекторного струму контур не являє собою скільки-небудь помітного опору, то обмеження тут відсутні, які зазвичай накладались на величину  $R_K$  у підсилювачах із резистивним навантаженням. У дійсності ж обмеження накладаються другими доданками знаменників виразів (2.110) та (2.111). За великих значень  $R_{\text{екв}}$  ці складові істотно впливають на величину коефіцієнта підсилення, обмежуючи її величиною  $h_{21E} / h_{11E}h_{22E}$ , яка досягається при  $h_{22E}Z_{\text{екв}} \gg 1$ .

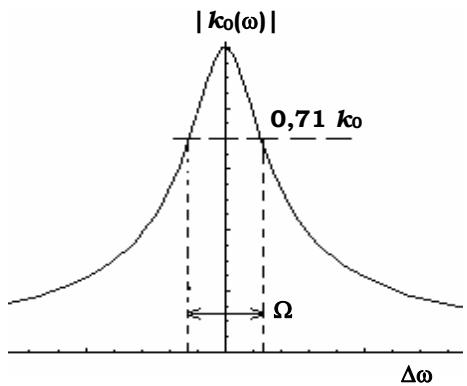


Рис. 2.90

### 2.10.1. Узгодження вихідного опору транзистора з навантаженням

Однак вихідний опір транзистора не тільки обмежує максимальне підсилення каскаду, але й, що дуже важливо, шунтує контур і тим знижує його добротність, унаслідок чого вибіркові (селективні) властивості підсилювача погіршуються.

Для зменшення шунтуючої дії вихідного опору транзистора останній слід підключати до контуру за автотрансформаторною схемою (рис. 2.91). При цьому еквівалентний опір контуру в резонансі  $R_{\text{екв}}$  (тобто між точками "a" та "o"), перерахований до точок "e" і "o", дорівнюватиме  $R'_{\text{екв}} = R_{\text{екв}} / m^2$ , де  $m = L_{ao} / L_{bo}$  – коефіцієнт трансформації.

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

Величину  $m$  слід обирати так, щоб  $R'_{\text{екв}}$  дорівнювало вихідному опору транзистора  $R_{\text{вих}} = 1/h_{22E}$ . У цьому випадку внутрішній опір джерела струму (транзистор) буде узгоджений з опором навантаження (контуру), і в навантаження надходитиме максимальна потужність підсилюваного сигналу. Природно, що при цьому напруга на виході (у точці "a") також буде максимальною; втрати в контурі та на вихідному опорі транзистора будуть рівні між собою, доботність контуру зменшиться вдвічі, а смуга пропускання, відповідно, удвічі розшириться порівняно з ненавантаженим контуром.

Добротність контуру резонансного підсилювача погіршиться ще сильніше, якщо до контуру підключається вход наступного каскаду.

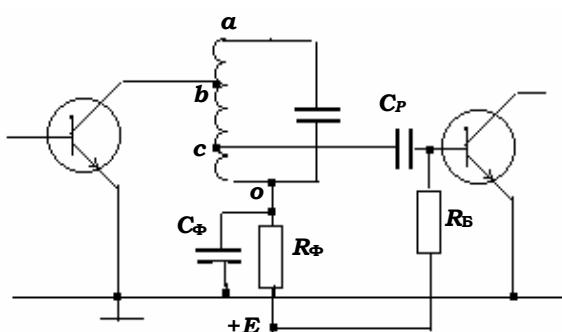


Рис. 2.92

У результаті реальна схема каскаду резонансного підсилювача набуває вигляду, подібного зображеному на рис. 2.92. Фільтр  $R_\Phi C_\Phi$  загороджує шлях високочастотним складовим струму в коло живлення.

### 2.10.2. Смуговий резонансний підсилювач

До вибіркового (селективного) підсилювача ставляться дві основні вимоги:

- у межах смуги пропускання коефіцієнт підсилення має бути більш-менш рівномірним;

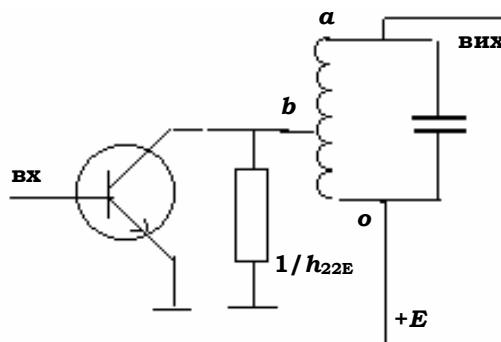


Рис. 2.91

Оскільки вхідний опір біполярного транзистора невеликий, його також треба підключати до контуру за схемою автотрансформатора в точці "c", у якій еквівалентний опір  $R_{co} = R_{ao} / n^2$  має бути рівним вхідному опору наступного транзистора  $h_{11E}$ . Тут під величиною "n" розуміють коефіцієнт трансформації  $L_{ao} / L_{co}$ .

## Основи радіоелектроніки

б) за межами смуги пропускання коефіцієнт підсилення повинен швидко спадати до нуля.

Як видно з рис. 2.90, ці вимоги задовольняються досить погано, якщо навантаженням транзистора служить поодинокий контур. Розширити смугу пропускання можна лише шляхом погіршення добротності цього контуру. Але наслідком цього буде зменшення крутості спаду АЧХ за межами смуги пропускання і, отже, погіршення вибірковості (селективності) підсилювача.

Дещо кращих результатів можна досягти, використовуючи пару пов'язаних контурів (рис. 2.93). У цьому випадку підбором величини зв'язку між контурами можна наблизити АЧХ до ідеальної форми з рівною верхівкою та різким спадом (рис. 2.94). Ще кращі результати будуть при застосуванні трьох або більше пов'язаних контурів. Ось чому останнім часом усе ширше стали застосовувати так звані **фільтри із зосередженою вибірковістю** (ФЗВ) (або фільтри із зосередженою селективністю (ФЗС)). Випускаються вони як завершенні пристрої, настроєні на певну частоту та смугу пропускання, і перенастроюванню не підлягають. Досить часто ФЗВ комбінують з інтегральними підсилювальними мікросхемами, поєднуючи таким чином високу вибірковість з великим коефіцієнтом підсилення та малими габаритами.

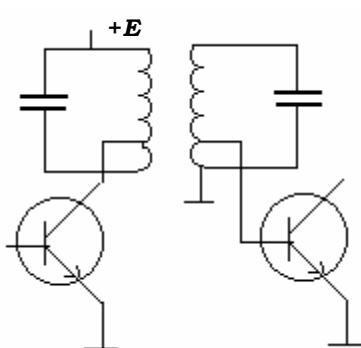


Рис. 2.93

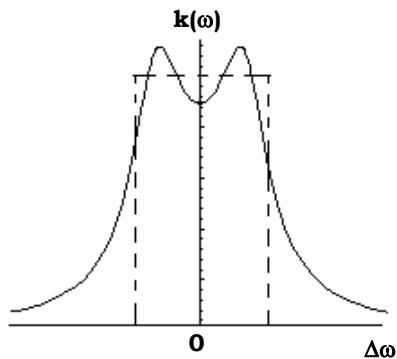


Рис. 2.94

### 2.10.3. Стійкість резонансного підсилювача

У багатокаскадних резонансних підсилювачах, де на вході та виході кожного транзистора стоять резонансні контури, спостерігається схильність до самозбудження. Елементом зворотного зв'язку в такому підсилювачі є прохідна ємність транзистора  $C_K$  (рис. 2.95). Векторна

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

діаграма, зображена на рис. 2.96, ілюструє фазові співвідношення струмів і напруг у подібній схемі. Вхідна напруга  $v_{\text{вх}}$  створює синфазний з нею колекторний струм  $i_K$ . На деякій частоті  $\omega < \omega_0$  вихідний контур стає для цього струму індуктивним опором, на якому струм  $i_K$  створює спад напруги  $v_K$ , повернутий щодо  $i_K$  на певний кут (у даному випадку на  $45^\circ$ ). Струм  $i_C$  через прохідну ємність  $C_K$ , створюваний цією напругою, випереджає  $v_K$  на  $90^\circ$  і, проходячи через вхідний контур, створює на ньому спад напруги  $v_\beta$ , синфазний із вхідним сигналом. Таким чином, на частоті, на якій обидва контури вносять зсуви за фазою по  $45^\circ$ , фазова умова самозбудження виявляється виконаною. За достатньо великої ємності  $C_K$  виконується й амплітудна умова  $i$ , отже, підсилювач самозбуджується.

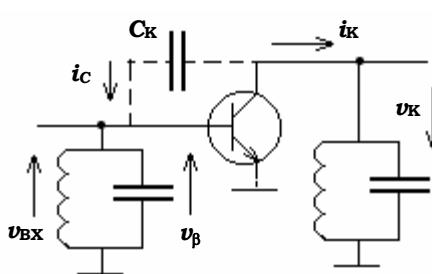


Рис. 2.95

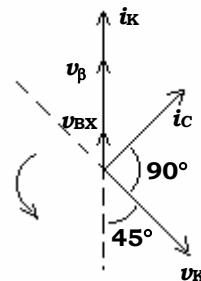


Рис. 2.96

Для запобігання цьому небажаному явищу слід використовувати транзистори з малою бар'єрною ємністю або вмикати транзистор за схемою зі спільною базою (рис. 2.97). Тоді бар'єрна ємність  $C_K$  виявляється ввімкненою паралельно до вихідного контуру й дещо збільшує його ємність. Що ж до прохідної ємності, якою тепер є ємність між колектором і емітером, то в транзисторах ці електроди настільки рознесені, що їхньою взаємною ємністю можна знехтувати.

Зображенна на рис. 2.97 схема має той недолік, що вхідний опір транзистора, увімкненого за схемою СБ, дуже малий і "на смерть" шунтує вхідний контур. Тому зазвичай після вхідного контуру ставлять другий, допоміжний транзистор, увімкнений за схемою СЕ (рис. 2.98). Така схема є не що інше як каскодне ввімкнення транзисторів (див. п. 1.4.7). Вона має такі  $H$ -параметри:

$$H_{11} \approx h_{11E}^{(1)}; H_{12} \approx h_{12E}^{(1)} \cdot h_{12B}^{(2)}; H_{21} \approx h_{21E}^{(1)} \cdot h_{21B}^{(2)} \approx h_{21E}^{(1)}; H_{22} \approx h_{22B}^{(2)}.$$

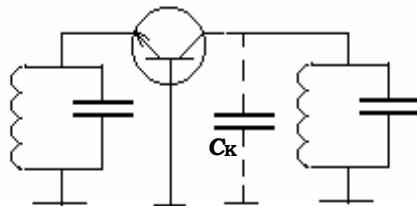


Рис. 2.97

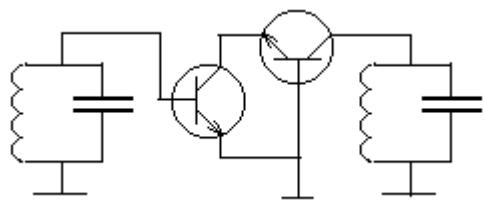


Рис. 2.98

Отже, таке ввімкнення транзисторів має на вході такий самий опір, як і поодинокий СЕ-транзистор, на виході – як СБ-транзистор, дуже малий прохідний параметр  $H_{12}$  і коефіцієнт підсилення за струмом  $H_{21}$  як СЕ-транзистор. У результаті вхід першого транзистора виявляється майже повністю розв'язаним щодо виходу другого. Вихідний опір подібного складеного транзистора дорівнює  $1/h_{22B}$  (значно більше, ніж у транзистора СЕ). Для резонансного підсилювача це не є недоліком, а перевагою, оскільки стає можливим безпосереднє приєднання контура до колектора вихідного транзистора.

Реальну схему резонансного підсилювача з каскодним увімкненням транзисторів VT1 і VT2 зображенено на рис. 2.99, де коливний контур підключено безпосередньо до колектора другого транзистора. База транзистора VT2 заземлена (за змінною складовою напруги) через достатньо велику ємність  $C_0$ , а резистори  $R_1, R_2$  та  $R_3$  підбирають так, щоб забезпечити потрібний режим роботи транзисторів.

Мікросхеми каскодних підсилювачів, подібних зображеному на рис. 2.99, виготовляють на промисловому виробництві (наприклад, IMC типу K224УС6). Коливний контур у ній є навісним елементом і підключається ззовні. Замість поодинокого коливного контуру може бути застосована пара пов'язаних контурів або ФЗВ.

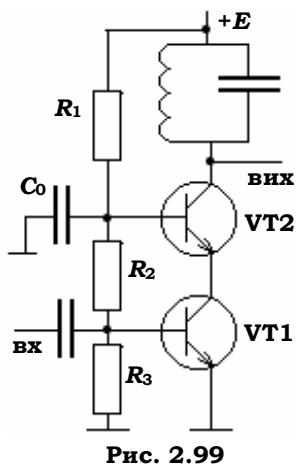


Рис. 2.99

#### 2.10.4. Резонансний підсилювач потужності

У радіоелектроніці часто виникає потреба отримати високочастотні коливання певної частоти досить великої амплітуди та потужності.

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

Для підсилення таких коливань, які є монохроматичними, доцільно застосувати резонансні підсилювачі потужності.

Для отримання вихідних сигналів великої амплітуди доводиться працювати в режимах, коли змінні компоненти струмів і напруг сумірні з відповідними постійними компонентами, а сам підсилюваний сигнал зазнає сильних нелінійних спотворень. Це означає, що при поданні на вход підсилювача (на базу транзистора) гармонічного сигналу вихідний (колекторний) струм буде зазнавати певної деформації й стане вже хоча й періодичним, але не гармонічним. Це можна трактувати як появу в колекторному струмі вищих гармонік від частоти вхідного сигналу.

Це не є великою проблемою, оскільки коливний контур, що стоїть у колі колектора резонансного підсилювача та настроєний на частоту вхідного сигналу, виділить цю частоту в чистому вигляді з амплітудою

$$U_{Km} = I_{K1m} R_{екв}, \quad (2.112)$$

де  $I_{K1m}$  – амплітуда першої гармоніки сигналу в стумі колектора, а  $R_{екв}$  – еквівалентний опір контуру для цієї гармоніки. Для всіх інших гармонічних складових струму контур являється малим опіром, і спадом напруги на ньому від цих складових можна знехтувати. Амплітуда ж першої гармоніки обчислюється за відомою формулою з теорії рядів Фур'є:

$$I_{K1m} = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} I_K(t) \cos \omega t dt. \quad (2.113)$$

Для обчислення цього інтеграла слід знати закон зміни колекторного струму  $I_K(t)$ , який залежить від форми прохідної характеристики транзистора  $I_K(U_{BE})$  та амплітуди вхідної напруги  $U_{sfm}$ .

Прохідну характеристику зазвичай апроксимують ламаною лінією: струм дорівнює нулю при  $U_{BE} < U_{BE}^*$ , а далі лінійно зростає з крутістю  $S$  (рис. 2.100). Робочу точку обирають при  $U_{BE} = U_{BE0}$ . Амплітуда вхідної напруги дорівнює  $U_{Bm}$ . Час подається в безрозмірному вигляді як  $\omega t$ .

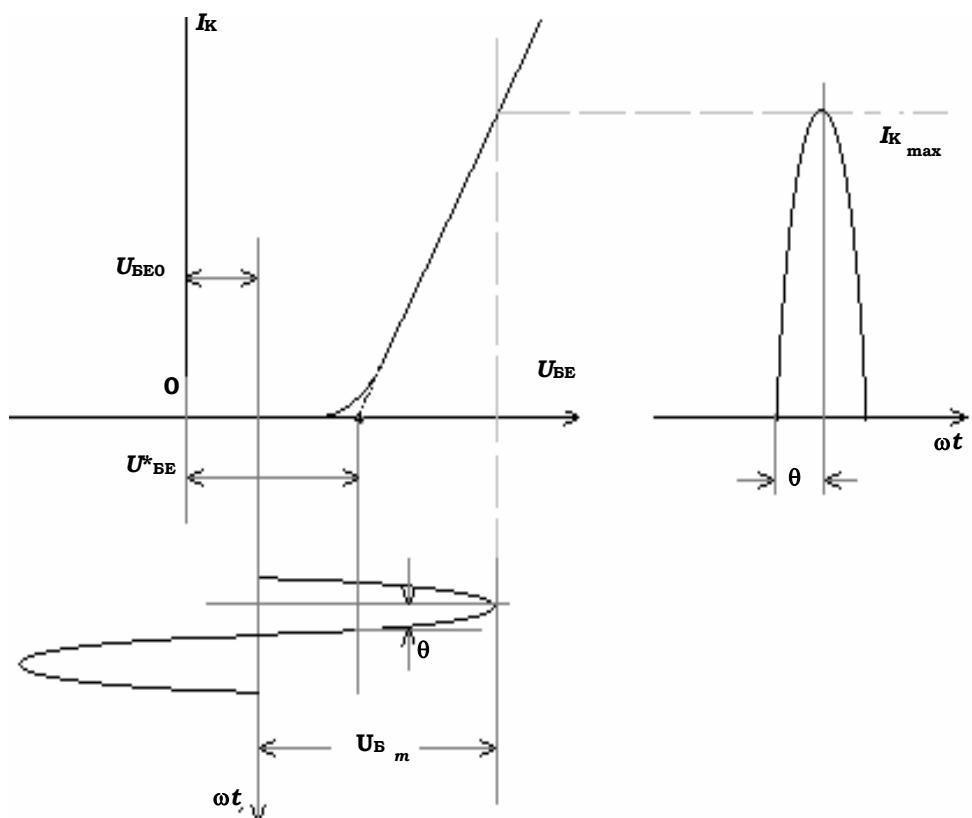


Рис. 2.100

Як видно з рис. 2.100, колекторний струм проходить лише протягом певної частини періоду обмеженою значеннями  $\omega t = \pm\theta$

$$I_K(t) = \begin{cases} SU_{Bm}(\cos \omega t - \cos \theta) & -\theta < \omega t < \theta \\ 0 & \theta < \omega t < \pi \end{cases}$$

і являє собою частини косинусоїди з максимальним значенням  $I_{K\max} = SU_{Bm}(1 - \cos \theta)$ .

Фазовий кут  $\theta$  називають **кутом відсічення струму** (або просто кутом відсічення). При такій апроксимації вдається обчислити інтеграл (2.113):

$$I_{K1m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I_K(\omega t) \cos \omega t d\omega t = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} I_{K\max}. \quad (2.114)$$

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

---



---

Аналогічно можна знайти амплітуду другої, третьої та інших гармонік, а також величину постійної складової  $I_{K0}$ . Коефіцієнти, які пов'язують ці величини з максимальним значенням струму в імпульсі  $I_{K\max}$  однозначно визначаються кутом відсічення  $\theta$  і дорівнюють:

$$\alpha_1(\theta) = \frac{I_{Km1}}{I_{K\max}}; \quad \alpha_0(\theta) = \frac{I_{K0}}{I_{K\max}}; \quad \alpha_2(\theta) = \frac{I_{Km2}}{I_{K\max}}.$$

Таблиці цих коефіцієнтів (так званих коефіцієнтів Берга) приведені в усіх довідниках з радіотехніки.

Кут відсічення визначається режимом бази, тобто співвідношенням напруг  $U_{BE0}, U_{BE}^*, U_{Bm}$ . Як можна бачити на рис. 2.100,

$$U_{BE}^* - U_{BE0} = U_{Bm} \cos \theta. \quad (2.115)$$

Задавшись комбінацією цих величин, можна встановити потрібний кут відсічення й визначити коефіцієнти Берга. Якщо ж коефіцієнти Берга та величина  $I_{K\max}$  відомі ( $I_{K\max}$  не повинен перевищувати максимально допустимий імпульсний струм для даного типу транзистора), то легко визначити компоненти струмів:

$$I_{K1m} = I_{K\max} \alpha_1(\theta); \quad I_{K0} = I_{K\max} \alpha_0(\theta). \quad (2.116)$$

Амплітуда напруги на контурі визначається формулою (2.112). Зauważимо, що величина  $U_{Km}$  не повинна перевищувати деяке граничне значення, при якому транзистор у момент найнижчої напруги на колекторі виходить у режим насищення. Тому значення  $U_{Km}$  треба обирати дещо меншими від напруги живлення  $E_K$ . Зазвичай його визначають як  $U_{Km} = \xi E_K$ , де  $\xi \approx 0,8-0,9$ .

Потужність, яка виділяється на контурі, дорівнює  $P_K = U_{Km} I_{K1m} / 2$ , а потужність живлення підсилювача  $P_0 = I_{K0} E_K$ . Отже, к.к.д. підсилювача дорівнює

$$\eta = \frac{P_K}{P_0} = \frac{U_{Km} I_{K1m}}{2 E_K I_{K0}} = \frac{\xi}{2} \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)}.$$

Якщо  $\theta \leq 90^\circ$ , к.к.д. виявляється досить великим – порядку 60–70 %, що й визначає ефективність подібних підсилювачів.

**КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. У якому діапазоні частот як селективні підсилювачі доцільно використовувати резонансні підсилювачі?
2. Від чого залежить смуга пропускання резонансного підсилювача? Чи пов'язана вона з коефіцієнтом підсилення на резонансній частоті?
3. Як впливає вихідний опір транзистора на параметри резонансного підсилювача (коефіцієнт підсилення, смугу пропускання)?
4. Чому в більшості випадків коливний контур підключають до колектора не цілком, а частково? З яких міркувань обирається величина зв'язку?
5. На скільки зменшується добротність коливного контуру при оптимальному зв'язку з виходом транзистора? Як це відбувається на смузі пропускання?
6. Як підключити до контуру вхід наступного каскаду, щоб малий вхідний опір останнього не знижував істотно добротність контуру?
7. Для чого в резонансних підсилювачах як навантаження часто застосовують не поодинокий коливний контур, а пов'язані контури?
8. Що таке фільтр із зосередженою селективністю? Як він застосовується для побудови селективних підсилювачів?
9. У чому полягає причина можливої нестійкості багатокаскадного резонансного підсилювача?
10. На яких частотах існує небезпека самозбудження багатокаскадного резонансного підсилювача? Чи завжди можна знайти частоту, на якій виконується фазова умова його самозбудження?
11. Як можна запобігти самозбудженню багатокаскадного резонансного підсилювача?
12. Що таке каскодне увімкнення транзисторів? У чому переваги застосування каскодного увімкнення в резонансному підсилювачі?
13. У чому полягає відмінність між резонансним підсилювачем потужності та резонансним підсилювачем напруги?
14. Чому в резонансному підсилювачі при негармонічному струмі колектора на виході все ж таки одержують гармонічну напругу?
15. Якими елементами режиму визначається кут відсічення струму колектора?
16. Зі зменшенням кута відсічення к.к.д. резонансного підсилювача потужності зростає. Чому в такому разі не намагаються зробити кут відсічення якомога меншим?
17. Із зростанням напруженості режиму  $\xi$  к.к.д. зростає. Чому ж тоді зазвичай обмежуються величинами  $\xi$ , що не перевищують одиниці?

### **ЗАДАЧІ**

1. Для резонансного підсилювача, у якому контур повністю підключений до колектора, визначте резонансну частоту, максимальний коефіцієнт підсилення та смугу пропускання. Необхідні дані подано в таблиці:

<b>L</b>	<b>C</b>	<b>Q<sub>0</sub></b>	<b>h<sub>11_E</sub></b>	<b>h<sub>21_E</sub></b>	<b>h<sub>22_E</sub></b>
мкГ	пФ	–	Ом	–	мкСм
113	100	60	800	40	100

2. Для транзистора та контуру, параметри яких дано в задачі № 1, визначте оптимальний коефіцієнт автотрансформаторного ввімкнення. Якими будуть при цьому коефіцієнт підсилення каскаду на резонансній частоті та смуга пропускання?

3. Для умов задачі № 1 визначте коефіцієнт автотрансформації  $m$ , при якому розлад  $\Delta\omega = 10^6 \text{ c}^{-1}$  відповідає ослабленню  $y = 0,2$ .

*Вказівка:* під ослабленням розуміють величину

$$\frac{k(\omega)}{k_0} = y = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}},$$

де  $x = 2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$  – нормоване розлад контуру,  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ .

4. Яким буде коефіцієнт підсилення резонансного підсилювача, якщо з транзисторів, параметри яких задано в таблиці, скласти каскодну схему? (Зобразіть схему). Параметри контуру ті самі, що й у задачі № 1.

## **2.11. НИЗЬКОЧАСТОТНІ ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ**

Підсилювач потужності призначений для отримання на виході підсиленого сигналу максимально більшої абсолютної потужності. Для досягнення цієї мети намагаються найповніше використати можливості активного елемента (транзистора чи електронної лампи) за струмом і напругою. Тому в транзисторних підсилювачах потужності амплітуда вихідного сигнального струму буває зазвичай сумірною з постійною складовою колекторного струму, а амплітуда вихідної сигнальної напруги – з постійною складовою напруги на колекторі та з напругою джерела живлення. Вихідні

## Основи радіоелектроніки

дна потужність виявляється того самого порядку, що й відібрана від джерела живлення, й обмежується гранично допустимими значеннями колекторного струму  $I_{K\max}$  і напруги  $U_{KE\max}$ , а також гранично допустимою потужністю розсіяння  $P_{K\max}$  на колекторі транзистора.

Оскільки в підсилювачах потужності змінні складові струмів і напруг сумірні з відповідними постійними складовими, то активний елемент тут вже не можна розглядати як лінійний чотириполюсник і користуватися для розрахунків його  $h$ -параметрами. Розрахунки доводиться робити графоаналітичними методами безпосередньо за характеристиками транзистора.

У розд. 2.10.4 підсилювач потужності для високих частот вже був розглянутий, тому тут йтиметься про підсилювачі потужності для низьких (звукових) частот, що використовуються в електроакустичній апаратурі.

### 2.11.1. Підсилення в режимі класу А

Режим роботи, при якому робоча точка не виходить за межі лінійної ділянки прохідної характеристики, називають **режимом класу А**. При цьому форма струму та напруги у вихідному колі повторюють форму сигналу на вході підсилювача.

Найпростішу схему підсилювача потужності, який працює в режимі класу А, зображенено на рис. 2.101. Вхідний сигнал потрапляє на базу транзистора через вхідний трансформатор Тр1, а вихідний сигнал підводиться до навантажувального опору  $r_h$  через вихідний трансформатор Тр2. Положення робочої точки встановлюється подільником  $R_{B1}, R_{B2}$  у колі бази.

Розрахунок підсилювача ведемо за вихідними характеристиками транзистора в такому порядку: (рис. 2.102):

1) за даними, узятими з довідника, визначають гранично допустимі значення  $I_{K\max}$  та  $U_{KE\max}$  і відкладають їх на відповідних осях графіка вихідної характеристики. На цей графік наносять також гіперболу гранично допустимої потужності розсіяння  $P_{K\max}$ ;

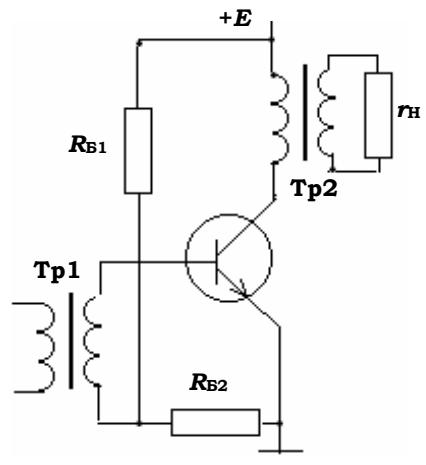


Рис. 2.101

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

2) обирають максимальні значення  $U_{KE}$  та  $I_K$ , які мають бути дещо меншими від гранично допустимих, і відкладають їх на відповідних осях (точки  $A$  та  $B$ ). Через ці точки проводять пряму, яка є динамічною прямою режиму нашого транзистора: по ній в процесі роботи пересуватиметься робоча точка. Її рух обмежений знизу режимом запирання транзистора (точка "a"), а зверху – режимом насищення (точка "b")<sup>26</sup>;

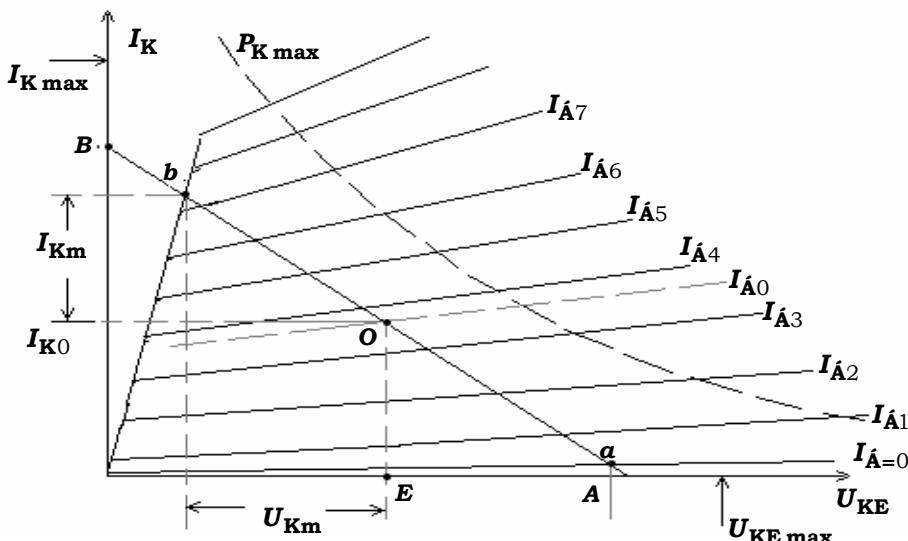


Рис. 2.102

3) приблизно посередині між цими точками обирають положення робочої точки в режимі спокою, коли входний сигнал відсутній (точка  $O$ ). Цей вибір одразу ж визначає постійну складову колекторного струму  $I_{K0}$ , струму бази  $I_{B0}$ <sup>27</sup> і колекторної напруги  $U_{KE0}$ . Оскільки опір первинної обмотки трансформатора Тр2 для постійного струму малий, можна вважати, що  $U_{KE0} = E$ . Отже, потужність, спожита від джерела живлення  $P_0 = EI_{K0}$ ;

4) за входною характеристикою (рис. 2.103) за відомими значеннями  $U_{KE0} = E$  та  $I_{B0}$  знаходять постійну складову базово-емітерної напруги  $U_{BE0}$ . Далі звичайним способом розраховують подільник  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  у колі бази;

<sup>26</sup> Потрібно переконатися в тому, що пряма  $AB$  проходить нижче лінії  $P_{Kmax}$ .

<sup>27</sup> Якщо точка "O" не потрапляє безпосередньо на одну з вихідних характеристик, значення  $I_{B0}$  визначається інтерполяцією між суміжними характеристиками.

## Основи радіоелектроніки

5) спроектувавши точки "a" та "b" на координатні осі, знаходять від-різки, які відповідають амплітудам колекторної напруги  $U_{Km}$  і колекто-рного струму  $I_{Km}$ . Потужність підсиленого сигналу виявляється рівною

$$P_K = U_{Km} I_{Km} / 2, \quad (2.117)$$

і, отже, коефіцієнт корисної дії підсилювача дорівнює

$$\eta_K = P_K / P_0. \quad (2.118)$$

Оскільки завжди виконуються нерівності  $U_{Km} \leq E \leq U_{KE\max} / 2$  та  $I_{Km} \leq I_{K0} \leq I_{K\max}$ , то з (2.118), гранично можливий к.к.д. дорівнює 50 %, а максимальна потужність підсиленого сигналу не може перевищувати величину  $U_{KE\max} I_{K\max} / 8$ <sup>28</sup>;

6) за режимами в точках "a" та "b" наносять аналогічні точки "a'" та "b'" на вхідну характеристику (рис. 2.103)

і визначають таким чином амплітуду вхідного сигналу  $U_{BEm}$ , яку має забезпечити вхідний трансформатор. Далі можна визначити амплітуду базового струму  $I_{Bm}$  та оцінити потужність у вхідному колі підсилювача  $P_B = U_{BEm} I_{Bm} / 2$ , а також коефіцієнт підсилення за потужністю  $k_P = P_K / P_B$  і за напругою  $k_U = U_{Km} / U_{Bm}$ ;

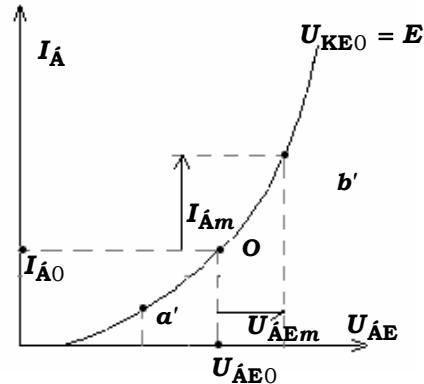


Рис. 2.103

7) нахил прямої  $AB$  визначає той навантажувальний опір, яким є первинна обмотка вихідного трансформатора Тр2 для змінної складової колекторного струму:

$$R_H = U_{Km} / I_{Km}. \quad (2.119)$$

Звідси можна визначити коефіцієнт трансформації вихідного трансформатора

$$m = \sqrt{R_H / r_H}; \quad (2.120)$$

8) загальний к.к.д. підсилювача слід оцінювати з урахуванням к.к.д. вихідного трансформатора, який становить  $\eta_{Tp} \approx 0,7 - 0,8$ :  $\eta = \eta_K \cdot \eta_{Tp}$ .

<sup>28</sup> Із цього співвідношення можна одразу визначити, чи може транзистор забезпечити потрібну коливну потужність  $P_K$ . Іншою умовою є виконання нерівності  $P_K \leq 0,5 P_{K\max}$ . Із цих двох умов обирають жорсткішу.

### 2.11.2. Нелінійні спотворення

Щоб одержати якомога більші значення амплітуд напруги  $U_{Km}$  і струму  $I_{Km}$ , а значить, і вихідної потужності  $P_K$ , слід подавати достатньо великий сигнал на вхід каскаду, тобто досить великі амплітуди  $U_{BEm}$  та  $I_{Bm}$ , наближаючись до точок "a" та "b", які відповідають режимам запирання та насищення транзистора.

Однак робити це слід обережно, оскільки при надмірному наближенні до цих точок форма вихідного сигналу може зазнати істотного спотворення. Із рис. 2.104 видно, що із зростанням вхідного сигналу та виходом робочої точки за межі лінійної ділянки прохідної характеристики форма колекторного струму спотворюється. Прикінцеві частини синусоїди зверху й знизу стають ніби "обрубаними" і, отже, струм набуває форми прямокутних (точніше, трапецоїдальних) імпульсів. А "розмах" коливань колекторного струму, обмежений знизу нулем, а зверху струмом насищення, перестає зростати пропорційно амплітуді вхідного сигналу  $U_{BEm}$ . Таким чином, надмірне збільшення амплітуди вхідного сигналу виявляється марним: воно не приводить до відповідного зростання вихідної потужності. Більше того, воно шкідливе, оскільки супроводжується спотворенням форми вихідного сигналу. Оскільки причиною зазначених спотворень є нелінійність прохідної характеристики активного елемента, то ці спотворення називаються **нелінійними** (див. п. 2.2.6).

Як відомо, будь-яку періодичну, але не гармонічну функцію, можна розкласти в ряд Фур'є й розглядати як суму гармонік. Таку процедуру можна застосувати й до колекторного струму, для чого подамо його у вигляді

$$I_K(t) = I_{K0} + \sum_{n=1}^{n=\infty} I_{Kn} \cos(n\omega t + \varphi_n),$$

де  $n$  – номер гармоніки,  $I_{Kn}$  – амплітуда струму цієї гармоніки. Корисною для нас є лише перша гармоніка  $I_{K1}$ , решта ж – шкідливі наслідки нелінійних спотворень.

Для кількісної оцінки рівня нелінійних спотворень можна ввести величину  $k_f$  – коефіцієнт нелінійних спотворень (так званий **клірфактор**):

$$k_f = \frac{\sqrt{I_{K2}^2 + I_{K3}^2 + I_{K4}^2 + \dots}}{I_{K1}}. \quad (2.121)$$

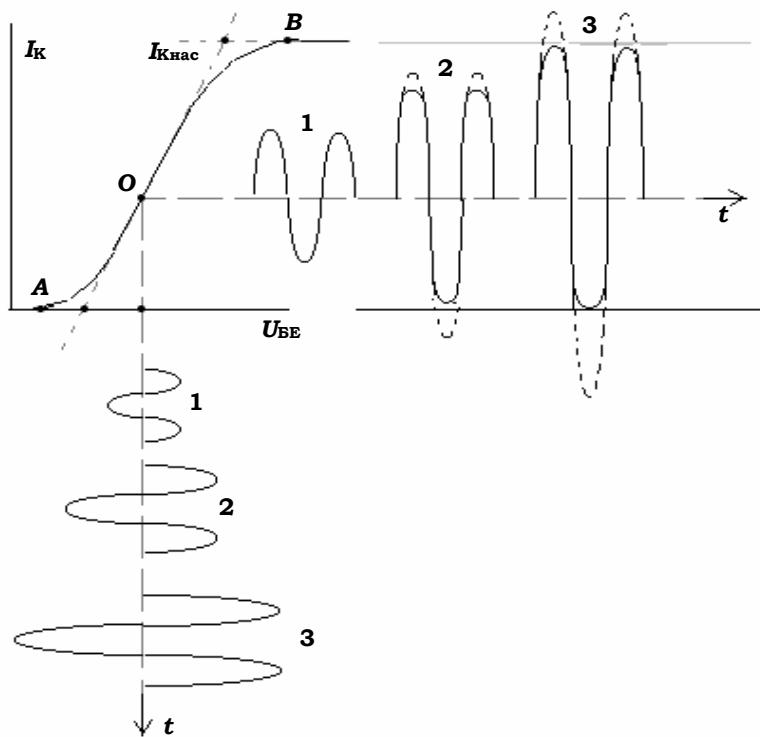


Рис. 2.104

Припустимо для задовільного відтворення мови вважати  $k_f$  до 15 %, а для високоякісного відтворення музики –  $k_f \leq 1-2$  %. Для роботи з малими значеннями  $k_f$  бажано мати резерв підсилювача за потужністю. Радикальним способом зменшення нелінійних спотворень є застосування негативного зворотного зв'язку (див. п. 2.4.4).

### 2.11.3. Двотактний підсилювач

Щоб одержати потужність підсилювача дещо більшу за ту, на яку здатний наявний транзистор, можна, звичайно, сполучити два таких транзистори паралельно, подвоївши тим самим величину колекторного струму. Однак краще застосувати двотактну схему (рис. 2.105). Кожний транзистор окремо діятиме так само, як і у схемі, зображеній на рис. 2.101. Подільники  $R_{B1}, R_{B2}$  встановлюють таке положення робочої точки, щоб забезпечити роботу в класі А.

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

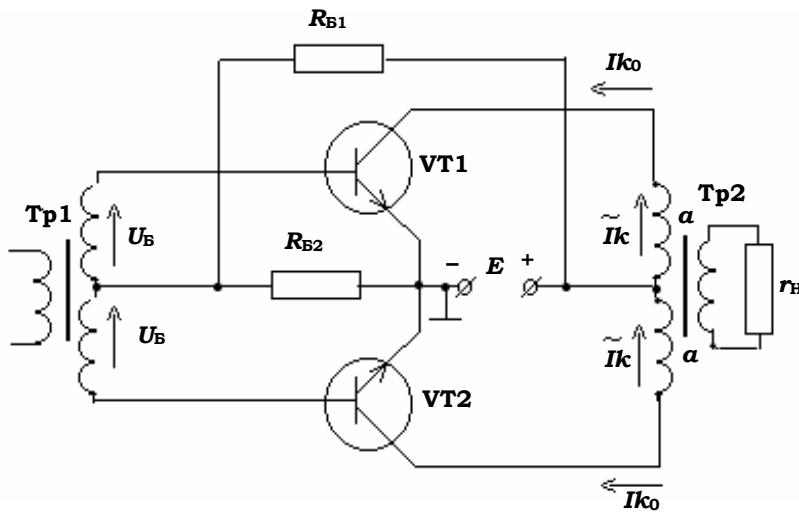


Рис. 2.105

Особливість роботи схеми полягає в тому, що вхідна напруга подається на транзистори VT1 та VT2 у протифазі. Відповідно, змінні складові колекторного струму транзисторів  $\tilde{I}_k$  також будуть протифазними. Але, оскільки обмотки вихідного трансформатора Tr2 увімкнені назустріч одна одній, намагнічування осердя трансформатора цими струмами буде синфазним. Таким чином, вихідні напруги обох половин схеми виявляються взаємно протифазними, і напруга між кінцями  $aa$  первинної обмотки вихідного трансформатора дорівнюватиме  $2U_{Km}$ .

В агломовній літературі двотактна схема має назву "push-pull", що в дослівному перекладі означає "тягни-штовхай". Ця назва образно передає сутність роботи схеми: коли один транзистор "тягне" до себе, другий "штовхає" йому назустріч.

Постійні складові колекторного струму  $I_{K0}$  течуть в обмотках трансформатора Tr2 назустріч одна одній, унаслідок чого, постійна складова магнітного потоку у вихідному трансформаторі дорівнює нулю. Це дає можливість робити осердя трансформатора меншим за періодом, не побоюючись магнітного насиження заліза та пов'язаних із цим нелінійних спотворень.

Іншою перевагою двотактної схеми є те, що парні гармоніки в ній взаємно компенсуються й загальний рівень нелінійних спотворень у цілому виявляється меншим, ніж в однотактній.

#### 2.11.4. Підсилення в режимі класу В

Проте основні переваги двотактної схеми виявляються при роботі в режимі класу В, де постійна складова зміщення на базі дорівнює нулю ( $R_{B2} = 0$ ), і за відсутності вхідного сигналу робоча точка "О" збігається з точкою запирання "a" (див. рис. 2.102). За наявності вхідного сигналу достатньої величини робоча точка може "підніматися" до точки "b", тому амплітуда колекторного струму може сягати величини  $I_{Km}$ , а амплітуда колекторної напруги дорівнюватиме  $U_{Km} \leq E$ .

Однак протікання струму через транзистор можливе протягом лише одного півперіоду, коли напруга на його базі буде позитивною (рис. 2.106). У другому півперіоді цей транзистор запертий, і струм через нього не проходить. У цей час працює другий транзистор.

Саме такий півперіодний режим роботи характерний для класу В.

Оскільки у вихідному трансформаторі струми  $I_{K1}$  та  $I_{K2}$  додаються з протилежними знаками, у його вторинній обмотці тече синусоїdalnyj strem  $I_H$ , хоча кожний із струмів  $I_{K1}$  та  $I_{K2}$  дуже далекий від синусоїdalnoї форми.

Постійна складова струму кожного з транзисторів дорівнює  $I_{K0} = I_{Km} / \pi$ , а загальна потужність від джерела живлення буде  $P_0 = 2EI_{K0}$ . Коливна потуж-

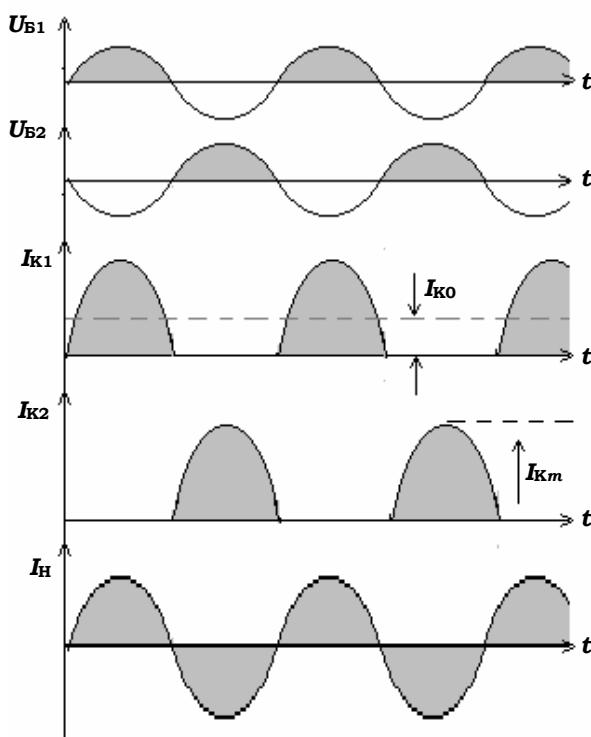


Рис. 2.106

ність дорівнює  $P_K = U_{Km} I_{Km} / 2$ , де  $I_{Km} \leq I_{max}$ . Звідси висновується, що к.к.д. підсилювача класу В становить

$$\eta_K = \frac{P_K}{P_0} = \frac{U_{Km} I_{Km}}{4 I_{K0} E} \leq \frac{\pi}{4} \approx 0,78 .$$

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

Отже максимально можливий к.к.д. у режимі В більш як у півтора рази вищий, ніж у режимі А.

Значною перевагою підсилювача класу В є також і те, що вживана ним потужність пропорційна амплітуді сигналу й дорівнює нулю за його відсутності, тоді як  $P_0$  у класі А від амплітуди сигналу вона взагалі не залежить. Така порівняно висока економічність робить клас В дуже привабливим для застосування в переносній радіоакустичній апаратурі, де енергоресурс джерел живлення зазвичай обмежений.

### 2.11.5. Підсилення в режимі класу AB

Опис роботи підсилювача в ідеальному класі В був б повним, якби прохідна характеристика транзистора мала вигляд прямої лінії, яка проходить через початок координат (рис. 2.107, а, пунктир). Тоді при нульовому зміщенні на базу колекторний струм мав би вигляд правильної напівсінусоїди. Однак у реальних транзисторах, колекторний струм стає відмінним від нуля лише при  $U_{BE} > U_{BE}^*$ <sup>29</sup> і, отже, дійсний імпульс цього струму нижчий і коротший ніж в ідеальному режимі класу В (суцільна лінія на рис. 2.107, а). Унаслідок цього, струм у вторинній обмотці трансформатора та в навантажувальному опорі досить сильно спотворюється (рис. 2.107, б) і тим більше, чим менша амплітуда сигналу.

Цьому можна зарадити, якщо, подавши невелику постійну напругу  $U_{BE0}$  на базу, змістити робочу точку так, щоб транзистор відкривався одразу ж, як тільки змінна складова вихідної напруги стане позитивною, або навіть трохи раніше (рис. 2.108, а). При правильному підборі величини зміщення можна отримати досить близьку до синусоїдалінної форми колекторного струму, який є сумою відповідних струмів обох транзисторів (рис. 2.108, б). Правда, при цьому витрати постійного струму дещо більші, ніж у режимі класу В, а к.к.д. відповідно менший, але це окупається кращою якістю відтвореного сигналу. Такий режим роботи підсилювача, проміжний між режимами А та В, називають **класом AB**.

<sup>29</sup> Величина  $U_{BE}^*$  для транзисторів з германію становить 0,1–0,2 В, а з кремнієм – 0,4–0,6 В.

## Основи радіоелектроніки

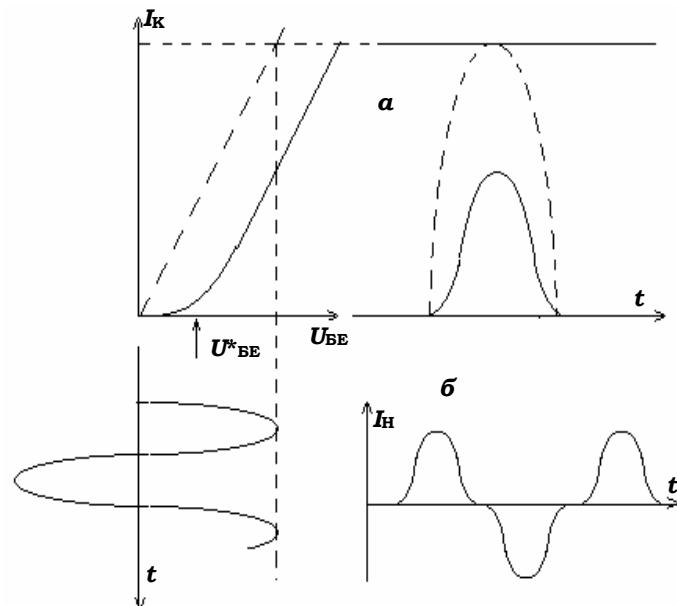


Рис. 2.107

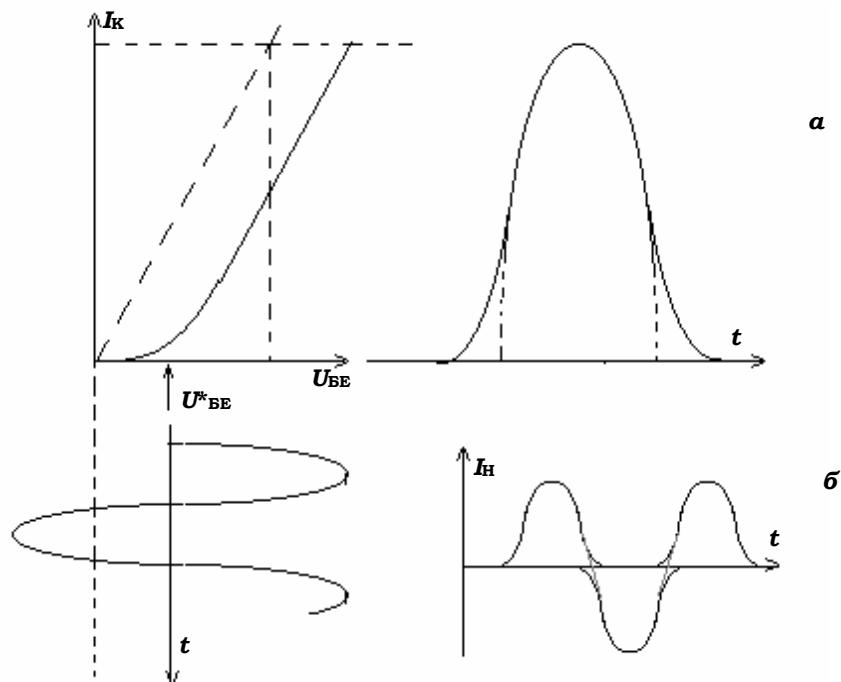


Рис. 2.108

### 2.11.6. Безтрасформаторні підсилювачі

Трансформатори, що використовувались у вхідних і вихідних колах розглянутих підсилювачів потужності (рис. 2.101 та 2.105), є небажаними елементами в сучасних радіоелектронних приладах. Ці трансформатори дуже громіздкі, дорогі, потребують при своєму виготовленні ручної праці, знижують загальний к.к.д підсилювачів і абсолютно несумісні з мікроелектронною технологією. Тому в сучасній радіоелектронній апаратурі намагаються обйтись без них. Це призводить до створення цілої низки схем безтрансформаторних підсилювачів потужності. Особливо вдало такий підхід вдається реалізувати у схемах двотактних підсилювачів.

Приклад подібної схеми наведено на рис. 2.109, де використовуються два транзистори з протилежними знаками провідності ( $n-p-n$  та  $p-n-p$ ) з подібними одною до одної характеристиками. Саме такі комплементарні пари транзисторів виготовляє радіоелектронна промисловість (див. п. 1.3.4.). Схеми, з їх використанням називають **доповнюальною симетрією**.

Транзистори живляться від двох окремих джерел з протилежною полярністю та ввімкнені за схемою зі спільним колектором (СК). Навантажувальний опір  $R_H$  увімкнено в коло емітера, отже, дана схема є деяким узагальненням емітерного повторювача. Оскільки вихідний опір подібних схем дуже малий, це дає змогу безпосередньо узгоджувати його з низькоомним навантаженням (наприклад, динамічним гучномовцем).

Оскільки опори в колах баз  $R_B$  однакові, точки  $M$  і  $N$  є (за відсутності сигналу) еквіпотенціальними, зміщення в колах баз є нульовим і транзистори працюють у режимі класу В<sup>30</sup>. Через розділову ємність  $C_P$  на базі обох транзисторів подається одинаковий змінний вхідний сигнал. Однак, зважаючи на те, що транзистори мають протилежні

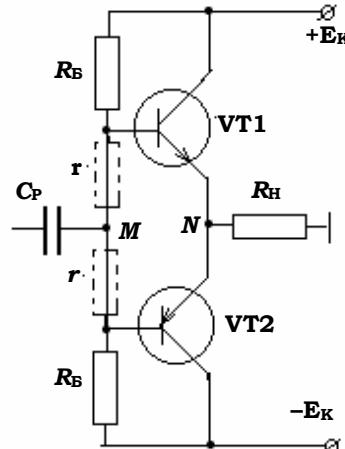


Рис. 2.109

<sup>30</sup> Увімкнення невеликих опорів  $r$ , показаних на рис. 2.109 штриховими лініями, дає можливість створювати ненульове зміщення та встановлювати режим класу АВ або навіть класу А.

## Основи радіоелектроніки

знаки провідності, транзистор VT1 відкривається позитивною полярністю вхідного сигналу й утворює струм через навантажувальний опір лише протягом позитивного півперіоду вхідного сигналу. А транзистор VT2 відкривається негативною полярністю вхідного сигналу і проштовхує струм через  $R_H$  протягом негативного півперіоду. Отже, схема загалом працює так, як це було зображенено на рис. 2.106. Постійна компонента струму через опір  $R_H$  не протікає.

Дещо досконаліший варіант попередньої схеми зображенено на рис. 2.110, де замість опорів  $r$  увімкнені діоди VD1 та VD2 (по одному або по кілька штук послідовно). На цих діодах створюється постійна напруга зміщення, величиною якої можна встановлювати класи підсилення АВ або А. На відміну від опорів  $r$  вони, створюючи постійну напругу зміщення, завдяки своєму малому диференціальному опору не чинять перешкод для проходження змінних вхідних сигналів до баз транзисторів.

Цікавою особливістю даної схеми є те, що вона живиться лише від одного уніполярного джерела, хоча й з подвоєною величиною напруги  $2E_K$ . Послідовно з вихідним опором  $R_H$  увімкнено велику ємність  $C$ . Протягом позитивного півперіоду вхідної напруги протіканням струму від верхнього транзистора VT1 ця ємність заряджається позитивно (як це зображенено на рис. 2.110), а протягом негативного півперіоду, коли відкривається нижній транзистор VT2, заряди з ємності  $C$  стікають через цей транзистор, і ємність  $C$  відіграє для нього роль джерела живлення.

Певним недоліком розглянутої схеми з доповнювальною симетрією є складність підбору двох транзисторів з протилежними знаками провідності та подібними характеристиками. Дещо простіше підібрати два ідентичних транзистори з однаковими знаками провідності, тому поруч з безтрансформаторними підсилювачами з доповнююальною симетрією існують схеми на транзисторах з однаковими знаками провідності.

Складність полягає в тому, що на входи транзисторів слід подавати сигнали в протилежних фазах (рис. 2.111). Це можна зробити різними

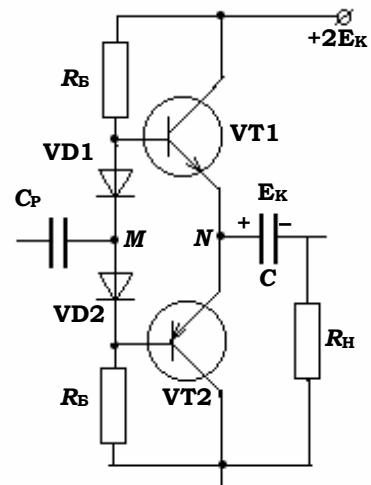


Рис. 2.110

## Розділ 2. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів

способами: шляхом використання двоплечово-го вхідного трансформатора (як на рис. 2.105), диференціального підсилювача, або за допо-могою спеціального фазоінверсного каскаду, що перетворює несиметричну однополярну вхідну напругу на симетричну двополярну (рис. 2.112).

Оскільки можна вважати, що струм у колі колектора VT3 майже дорівнює його емітерному струму, то на опорах  $R_1 = R_2$  створюва-тимуться змінні компоненти сигналів з однаковими амплітудами, але з протилежними фазами. Додатковими опорами  $r$  можна змінювати зміщення та переводити підсилювач у режими АВ або А.

Інколи для створення пари протилежних вхідних сигналів викорис-товують передкінцевий каскад з доповнювальною симетрією (рис. 2.113). Тут за допомогою транзисторів VT3 та VT4 з протилеж-ними знаками провідності на опорах  $R_1$  і  $R_2$  створюються сигнали з протилежними фазами. Невеликі опори  $r$  у колах емітерів VT1 і VT2 не є обов'язковими. Вони утворюють локальний негативний зворот-ний зв'язок і покращують симетрію обох плечей кінцевого каскаду.

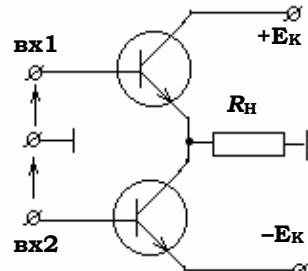


Рис. 2.111

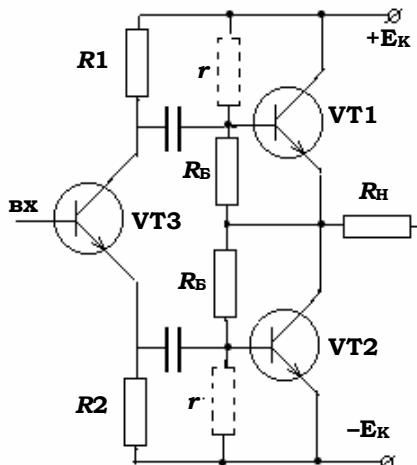


Рис. 2.112

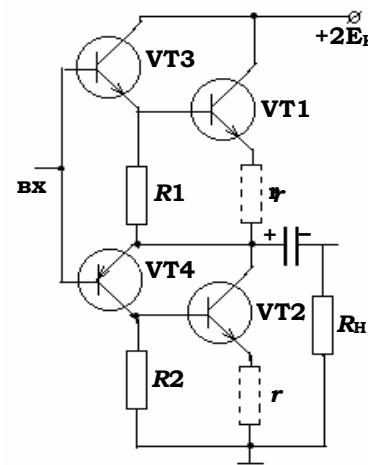


Рис. 2.113

**КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Які вимоги ставлять до підсилювачів потужності (на відміну від підсилювачів напруги)?
2. Що таке підсилення в класі А?
3. Навіщо в підсилювачах потужності ставлять у вихідному колі трансформатор? З яких міркувань обирається його коефіцієнт трансформації?
4. З яких міркувань обирається положення робочої точки в підсилювачах класу А?
5. Який максимально можливий к.к.д. у підсилювачах класу А?
6. Що таке нелінійні спотворення? Що є їх причиною? Якою величиною кількісно визначається міра нелінійних спотворень?
7. Які переваги має двотактна схема підсилювача потужності порівняно з однотактною?
8. Що таке підсилення в класі В? Чи можливо його застосовувати в однотактних схемах?
9. Які переваги має робота підсилювача в класі В порівняно з роботою в класі А?
10. Чим відрізняється робота підсилювача в класі АВ від роботи в класі В?
11. З яких міркувань обирається зміщення на базу в підсилювачах класу В та АВ?
12. Які переваги мають безтрансформаторні підсилювачі потужності порівняно з підсилювачами, у яких використовуються трансформатори?
13. Чому безтрансформаторні підсилювачі будують здебільшого за принципом схем з доповнальною симетрією?
14. Як можна отримати симетричні сигнали в протифазі без використання трансформаторів?
15. У яких режимах (A, B, AB) працюють безтрансформаторні підсилювачі потужності?
16. Чи можна побудувати безтрансформаторний однотактний підсилювач потужності?

## РОЗДІЛ 3

# ГЕНЕРАТОРИ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

Розглянуті в попередніх розділах пристрої підсилюють електричні сигнали, що надходять ззовні від сторонніх датчиків, отже, у всіх радіоелектронних пристроях мають існувати блоки, які самостійно виробляють електричні коливання (сигнали) без будь-якої дії ззовні. Саме ці функції виконують електронні генератори, які є обов'язковою складовою будь-якого радіоелектронного приладу або системи. Такі генератори працюють в автоколивальному режимі, тобто на їх виході довільно утворюються періодичні коливання за відсутності будь-якого періодичного впливу ззовні. Зважаючи на важливу роль подібних пристройів у загальних радіоелектронних системах, розповідь про них становитиме окремий розділ основ радіоелектроніки.

Щоправда, у даному розділі подано дещо розширене поняття про генератори електричних сигналів, оскільки ми об'єднали під цією назвою не тільки автогенератори періодичних сигналів, але й цілу низку очікувальних схем, що спрацьовують від поданих ззовні пускових імпульсів чи синхронізуються ними і виробляють електричні імпульси спеціальної форми (прямокутні, пилкоподібні тощо). Сюди ж можна віднести й тригери, тобто схеми електронної пам'яті з двома постійними станами рівноваги, які спрацьовують також від пускових імпульсів. Підставою до цього є значна подібність роботи тригерів до роботи автоколивальних та очікувальних мультивібраторів. Завдяки наявності опису цих двох понять, викладений матеріал може вважатися вступом до імпульсної техніки.

### 3.1. LC-АВТОГЕНЕРАТОРИ (ПРИНЦИП ДІЇ)

*Радіоелектронний пристрій, у якому спонтанно (тобто довільно, без будь-якого впливу ззовні) виникають і встановлюються періодичні коливання, називають **автогенератором** (генератором із самозбудженням).*

### 3.1.1. Негативна диференціальна провідність

Автогенератор можна побудувати, якщо скористатися будь-яким не-лінійним пристроєм (двополюсником), на вольт-амперній характеристиці якого існує ділянка з негативною диференціальною провідністю (НДП, рис. 3.1).

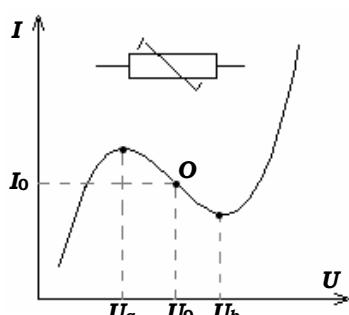


Рис. 3.1

На цьому графіку видно, що в межах напруги від  $U_a$  до  $U_b$  струм  $I$  зменшується зі зростанням напруги, прикладеної до двополюсника:  $\Delta I = -|G_d| \Delta U$ ,  $U_a < U < U_b$ , де  $G_d = dI / dU < 0$ .

Якщо до двополюсника, встановленого в робочу точку "O", прикласти гармонічну напругу  $U(t) = U_0 + v_m \sin \omega t$  (і при цьому витримати умову  $v_m \ll U_0$ ), то змінна складова

струму дорівнюватиме  $i(t) = -|G_d| v_m \sin \omega t$ , а потужність, що виділяється на цьому елементі, буде

$$P = -\frac{1}{2} |G_d| v_m^2 < 0.$$

Негативний характер потужності означатиме, що даний двополюсник не буде поглинати потужність, а навпаки, виділяти її. Він стає не споживачем, а джерелом енергії коливань із частотою  $\omega$ . Щодо джерела живлення з напругою  $U_0$  зазначимо, що такий елемент являє собою позитивну омічну провідність  $G_0 = I_0 / U_0$  і споживатиме потужність  $P_0 = I_0 U_0 > 0$ . Таким чином, подібний двополюсник буде являти собою пристрій, що перетворює енергію постійного струму на енергію електричних коливань і може вважатися джерелом (генератором) цих коливань.

### 3.1.2. Увімкнення негативної диференціальної провідності паралельно до коливного контуру

Реалізувати цю можливість можна, ввімкнувши двополюсник з НДП паралельно до коливного контуру (рис. 3.2, а.). Опір  $R$ , увімкнений паралельно до ємнісної гілки  $LRC$ -контуру, можна перерахувати в цю гілку послідовно до ємності за відомими формулами:

$$r' = \frac{R}{1 + (\omega \cdot RC)^2}, \quad C' = \frac{1 + (\omega \cdot RC)^2}{\omega^2 R^2 C}.$$

### Розділ 3. Генератори електричних сигналів

При  $\omega^2 R^2 C^2 \gg 1$  ці формули спрощуються й набувають вигляду

$$r' = \frac{1}{\omega^2 R C^2}, \quad C' = C.$$

Контур з такими параметрами, зображеній на рис. 3.2, б, буде еквівалентним до контуру, зображеного на рис. 3.2, а.

Якщо резистор  $R$  матиме негативну диференціальну провідність  $G_d$ , тобто, якщо  $R = -1/|G_d|$ , то опір  $r'$ , який вноситься в контур, буде також негативним:

$$r' = -\frac{|G_d|}{\omega^2 C^2}.$$

Загальний опір у контурі  $r$  є сумою власного опору контуру  $r_k$  і  $r'$  й у разі  $|r'| > r_k$  стає негативним. Вільні коливання струму в контурі описуються відомим диференціальним рівнянням:

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + 2\delta \frac{di}{dt} + \omega^2 i = 0,$$

де  $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} \approx \omega_0$ ,  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  і  $\delta = r/2L$ . Отже, цей струм буде  $i(t) = i_0 e^{-\delta t} \sin \omega_0 t$ .

Якщо  $r_k < |r'|$ , загальний опір контуру  $r$  і згасання  $\delta$  стають від'ємними. Амплітуда струму буде тепер не згасати (як у звичайному контурі), а навпаки, експоненційно зростати (рис. 3.3). Це зростання припиниться лише тоді, коли амплітуда коливань почне виходити за межі ділянки вольт-амперної характеристики, у межах якої  $G_d$  від'ємне.

Що ж до початкової амплітуди  $i_0$ , від якої починається зростання коливань, то нею можуть бути коливання, викликані переходними процесами при вмиканні контуру або теплові флюктуації струму, які завжди присутні в будь-якому електричному колі.

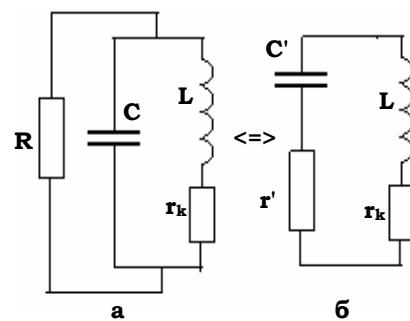


Рис. 3.2

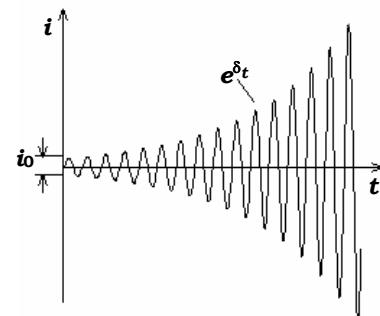


Рис. 3.3

## Основи радіоелектроніки

Таким чином, умова самозбудження коливань у контурі, до якого підключено негативну диференціальну провідність  $G_d$ , може бути записана як

$$\frac{|G_d|}{\omega_0^2 C^2} > r_k,$$

або як  $|G_d| > \frac{1}{R_{екв}}$ , де  $R_{екв} = \frac{1}{\omega_0^2 C^2 r_k} = \frac{L}{r_k C}$  – еквівалентний опір контуру на резонансній частоті.

### 3.1.3. Реальні елементи з негативною диференціальною провідністю

Серед різних активних елементів трапляються такі, у яких на їх вольт-амперних характеристиках існують ділянки з негативною диференціальною провідністю. Прикладом такого елемента може бути обернено зміщений  $p-n$ -перехід. При тепловому пробої такого переходу на його вольт-амперній характеристиці може виникнути ділянка з НДП (рис. 3.4), яку можна використати для генерації високочастотних коливань. Цей ефект спостерігав ще в 1922 р. російський винахідник В.П. Лосєв, який запропонував перший напівпровідниковий автогенератор, названий ним **кристадином**.

Класичним прикладом пристрою з НДП є тунельний діод, який має вольт-амперну характеристику, подібну до зображененої на рис. 3.1.

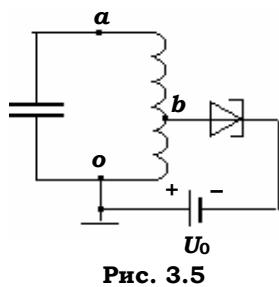


Рис. 3.5

Оскільки НДП тунельного діода дуже велика, його зазвичай підключають до коливного контуру автотрансформаторно, так щоб еквівалентний опір  $R_{bo}$  між точками "b" і "o" перевищував  $|G_d|^{-1}$  не більше як в 1,5–3 рази (рис. 3.5). Якщо  $R_{bo}$  буде більше за цю величину, то амплітуда коливань виходитиме за межі ділянки з НДП і форма генерованих коливань стане далекою від синусоїdalnoї, що є небажаним.

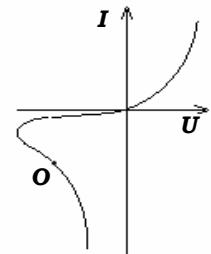


Рис. 3.4

### 3.1.4. Транзисторний автогенератор

Тунельні діоди мають дуже малу інерційність і тому їх охоче застосовують для побудови автогенераторів у діапазоні надвисоких частот (вище 1 Гц). Але інтервал існування НДП у таких діодах досить вузький, амплітуда генерованих коливань є невеликою, а к.к.д. – низьким. Тому на частотах, нижчих 1 Гц, кращі результати вдається отримати, штучно створюючи НДП за допомогою керованих активних пристрій – транзисторів або електронних ламп – увімкненням їх у кола з позитивним зворотним зв'язком. Саме такий шлях здебільшого й використовують.

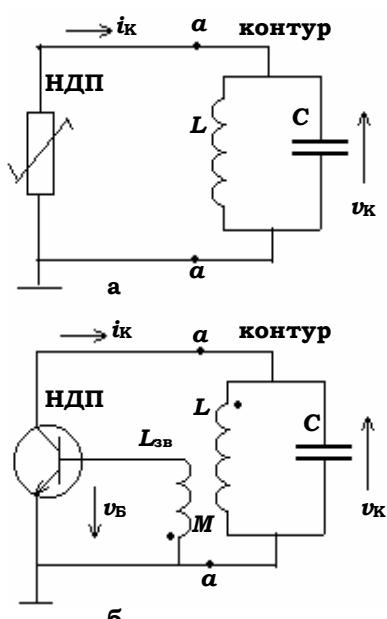


Рис. 3.6

Для того, щоб у схемі, зображеній на рис. 3.6, а, мала місце генерація коливань, елемент з НДП, увімкнений паралельно до контуру, має пропускати максимальний струм у моменти, коли напруга на контурі найнижча. Навпаки, коли напруга на контурі максимальна, струм у колі повинен бути мінімальним (рис. 3.7), тобто струм  $i_K$ , що створюється елементом з НДП, має бути протифазним до прикладеної до нього напруги  $v_K$ .

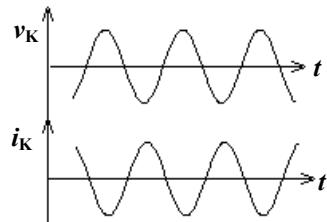


Рис. 3.7

Здійснити це можна, використовуючи як активний елемент транзистор, увімкнувши його так, щоб колекторний струм примусово змінювався б у протифазі з прикладеною до нього напругою. Для керування колекторним струмом можна скористатися трансформаторною схемою (рис. 3.6, б), за допомогою якої на базу транзистора подається напруга, пропорційна до контурної, але інвертована за фазою.

Останнє можна забезпечити відповідним "оберненим" приєднанням кінців індуктивності зв'язку  $L_{3B}$ . На схемі кінці індуктивностей  $L$  і  $L_{3B}$  із синфазною напругою позначені чорними крапками. Зображен-

## Основи радіоелектроніки

---



---

на схема є не що інше як резонансний підсилювач, охоплений позитивним зворотним зв'язком. Дійсно, вхідна напруга  $v_B$  відтворюється на контурі інвертованою за фазою й підсиленою в  $k$  разів. Далі цей сигнал повертається на базу через трансформатор, зазнавши повороту за фазою ще на  $180^\circ$  і послаблений у  $\beta$  разів. Цей поворот за фазою утворюється завдяки описаному вище з'єднанню кінців індуктивності  $L_{3B}$ , що забезпечує позитивний характер зворотного зв'язку та виконання фазової умови самозбудження. Що ж до амплітудної умови  $k\beta > 1$ , то вона має бути забезпеченю достатньою величиною коефіцієнта зворотного зв'язку  $\beta$  і коефіцієнта підсилення  $k$ .

Розглянемо тепер наші міркування з кількісної точки зору, пов'язавши це з наведеними вище умовами про негативний характер диференціальної провідності активного елемента. Як було доведено вище, умовами самозбудження є нерівності

$$G_d < 0, \quad (3.1)$$

$$|G_d| > \frac{1}{R_{екв}}, \quad (3.2)$$

де  $R_{екв}$  – еквівалентний опір контуру, а  $|G_d|$  – модуль негативної диференціальної провідності частини схеми ліворуч від лінії "aa" на рис. 3.6, б. Під величиною  $G_d$  слід розуміти відношення амплітуди змінної частини колекторного струму  $i_{Km}$  до амплітуди змінної частини колекторної напруги  $v_{Km}$ :

$$G_d = \frac{i_{Km}}{v_{Km}}. \quad (3.3)$$

Колекторний струм визначається базовою напругою

$$i_{Km} = h_{21e} i_{Bm} = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} v_{Bm}. \quad (3.4)$$

Підставивши (3.4) у (3.3), маємо

$$G_d = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \frac{v_{Bm}}{v_{Km}} = \pm \frac{h_{21e}}{h_{11e}} |\beta|, \quad (3.5)$$

де  $\beta = \frac{v_{Bm}}{v_{Km}}$  – коефіцієнт трансформації трансформатора. Залежно від полярності ввімкнення  $L_{3B}$  він може бути позитивним або негатив-

### Розділ 3. Генератори електричних сигналів

ним. Негативне значення  $\beta$  означає, що напруга на базі протифазна до напруги на контурі. Саме цей варіант треба обрати, щоб задовільнити нерівності (3.1). Таким чином, нерівність (3.1) має зміст фазової умови самозбудження.

Підставивши (3.5) у (3.2), приведемо (3.2) до вигляду

$$\frac{h_{21e}}{h_{11e}} R_{\text{екв}} |\beta| > 1. \quad (3.6)$$

Величина  $\frac{h_{21e}}{h_{11e}} R_{\text{екв}}$  є коефіцієнтом підсилення резонансного підсилювача, тому (3.6) можна звести до відомого виразу для амплітудної умови самозбудження:

$$k\beta > 1. \quad (3.7)$$

За реальних умов еквівалентний опір контуру шунтується вихідною провідністю транзистора  $h_{22e}$ . Урахування цієї провідності дозволяє уточнити вираз (3.6), який набуде вигляду

$$\frac{h_{21e}}{h_{11e}} (R_{\text{екв}} \parallel \frac{1}{h_{22e}}) |\beta| > 1.$$

#### 3.1.5. Реальні схеми транзисторних автогенераторів

Необхідний для самозбудження автогенератора зворотний зв'язок, що інвертував би фазу коливань, можна створити не лише за допомогою трансформатора, як це зображено на рис. 3.6, б, але й іншим чином. Прикладом може бути зображена на рис. 3.8 схема з автотрансформаторним зворотним зв'язком (так звана **індуктивна триточка** або схема Хартлі).

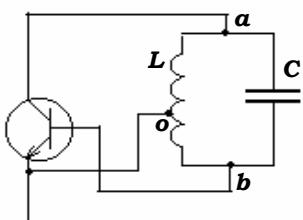


Рис. 3.8

Прикладом може бути зображенна на рис. 3.8 схема з автотрансформаторним зворотним зв'язком (так звана **індуктивна триточка** або схема Хартлі). У цій схемі середня точка контуру "o" заzemлюється, а колектор і база приєднуються до протилежних кінців контуру "a" та "b".

Отже, протифазність напруг на базі й колекторі реалізується без проблем, просто шляхом відповідного приєднання транзистора до контуру. Коефіцієнтом зворотного зв'язку є  $\beta = L_{bo} / L_{ao}$ .

На рис. 3.8 і далі джерело живлення схеми та ланцюги, що створюють зміщення на базі, не зображені, щоб не переобтяжувати рисунок. Методи забезпечення режиму живлення транзистора розглянемо окремо.

## Основи радіоелектроніки

Іншим прикладом може бути **ємнісна триточка (схема Колпітса)**, де зворотний зв'язок утворюється за допомогою ємнісного дільника  $C_a C_b$  (рис. 3.9). Обидві ємності утворюють ємність  $C = C_a C_b / (C_a + C_b)$ . Середня точка дільника "o" заземлюється.

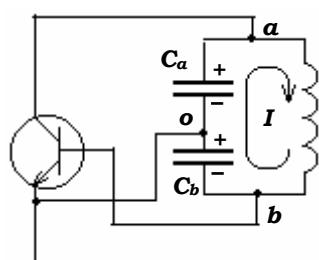


Рис. 3.9

Оскільки через обидві ємності протікає один і той самий контурний струм  $I$ , напруги, що утворюються на ємностях, протифазні щодо спільної точки "o" і дорівнюють

$$U_{ao} = \frac{I}{\omega C_a}; \quad U_{bo} = \frac{I}{\omega C_b}.$$

Отже, коефіцієнт зворотного зв'язку  $\frac{U_{bo}}{U_{ao}}$  дорівнюватиме  $\beta = \frac{C_a}{C_b}$ .

Певний інтерес представляє схема, зображенна на рис. 3.10, а. Вона являє собою транзистор, до входу й виходу якого підключенні два однакових контури, настроєні на частоту  $\omega_0$ . Подібну схему можна спо-

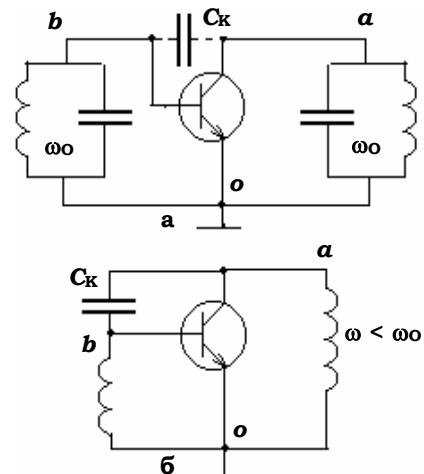


Рис. 3.10

стерігати, наприклад, у багатокаскадному резонансному підсилювачі. Вона має схильність до самозбудження через прохідну ємність транзистора  $C_K$ . Дійсно, на частотах  $\omega < \omega_0$  обидва контури мають індуктивну провідність і схему на рис. 3.10, а можна звести до еквівалентної схеми, зображеній на рис. 3.10, б, а вона, у свою чергу, зводиться до розглянутої вище індуктивної триточки (рис. 3.8). Таким чином, схема, зображенна на рис. 3.10, а, здатна до самозбудження. Ця здатність реалізується, якщо ємність  $C_K$  буде достатньо великою.

В усіх розглянутих схемах транзистор був увімкнений за схемою зі спільним емітером (СЕ), але можна побудувати автогенератор з транзистором, увімкненим за схемою зі спільною базою (СБ). Таку схему зображенено на рис. 3.11.

Особливістю підсилювального каскаду зі спільною базою полягає в тому, що його вихідна напруга синфазна з входною, тому для створення позитивного зворотного зв'язку немає потреби інвертувати за

### Розділ 3. Генератори електричних сигналів

фазою напругу, що подається з колектора на емітер. Зображенна на рис. 3.11 схема є індуктивною триточкою СБ. Аналогічно можна побудувати й ємнісну триточку СБ та інші подібні схеми СБ-автогенераторів. Аналогічно можна побудувати та проаналізувати індуктивну триточку зі спільним колектором (рис. 3.12). У ній коефіцієнт зворотного зв'язку буде  $\beta = L_{cb} / L_{ab}$ .

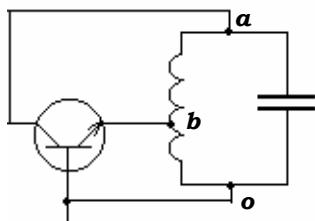


Рис. 3.11

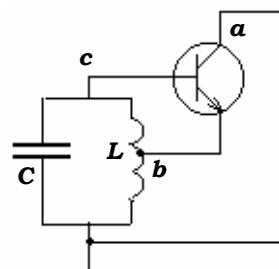


Рис. 3.12

#### 3.1.6. Схеми живлення автогенераторів

Живлення автогенераторів можна здійснювати послідовним або паралельним методом. При послідовному живленні постійна складова колекторного струму проходить через індуктивність контуру, отже контур у цілому перебуває під тією самою постійною напругою, що й колектор (рис. 3.13). Для того, щоб змінна складова колекторного струму не потрапляла в коло живлення, на її шляху зазвичай ставлять фільтр  $R_\Phi C_\Phi$ . Напруга зміщення подається на базу через дільник  $R_1 R_2$ ; змінна напруга потрапляє на базу через розділову ємність  $C_B$ .

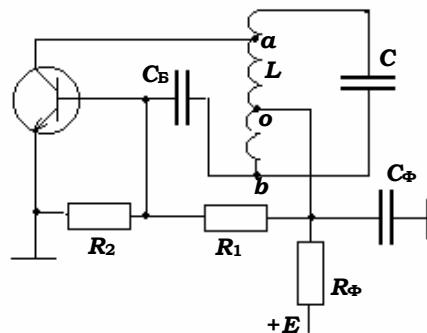


Рис. 3.13

При паралельному живленні (рис. 3.14) змінна й постійна складові колекторного струму в точці K розгалужуються: змінна компонента  $I_{Km}$  через розділову ємність  $C_P$  спрямовується на контур, а постійна складова  $I_{Ko}$  іде через дросель  $L_{DP}$  до джерела живлення. Перевагою схеми з послідовним живленням є її простота; перевагою схеми з паралельним живленням – відсутність постійної напруги на контурі.

## Основи радіоелектроніки

При живленні автогенератора зі спільною базою виникають певні труднощі, оскільки полярність постійної напруги на емітері має бути протилежною до полярності на колекторі. Отже, така схема потребує два джерела живлення з протилежною полярністю (щодо землі). Можна обмежитись одним джерелом живлення, скориставшись схемою на рис. 3.15. Оскільки емітер, як і раніше, перебуває під нульовим постійним потенціалом, то позитивний (щодо емітера) потенціал подається на базу через дільник  $R_1R_2$ ; за змінною напругою база заземлена через велику ємність  $C_B$ . Сигнал зворотного зв'язку подається з точки "b" на емітер через ланцюг, що складається з розділової ємності  $C_E$  і дроселя  $L_{DP}$ . Оскільки в цій схемі використовується принцип послідовного живлення, джерело  $E$  підключено до контуру через фільтр  $R_\Phi C_\Phi$ . Перевагою схеми СБ є можливість генерації до більших частот, аніж у схемі СЕ, оскільки гранична частота  $f_{h_{21B}}$  значно (у  $h_{21E}$  разів) більша за граничну частоту  $f_{h_{21E}}$ .

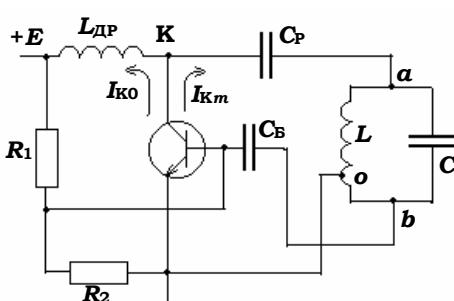


Рис. 3.14

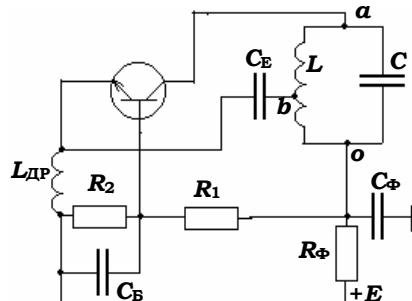


Рис. 3.15

## КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Назвіть реальні електронні прилади, які мають негативну диференціальну провідність (НДП). Зобразіть їх вольт-амперні характеристики та вкажіть на них області НДП.
2. Чи можуть бути одночасно негативними омічний і диференціальний опори електронного приладу?
3. Чи можлива ситуація, за якої коливання в контурі, зображеному на рис. 3.2, б, за виконання амплітудної умови самозбудження не розів'яться за браком початкової амплітуди коливань  $i_0$ ?

### Розділ 3. Генератори електричних сигналів

4. Як залежатиме від часу амплітуда коливань у контурі, якщо  $1/|G_D| = R_{екв}$ ?
5. Чому на рис. 3.5 тунельний діод підключено не до всього контуру, а лише до його частини?
6. Поясніть, як у схемі автогенератора, зображеного на рис. 3.6, б, забезпечується виконання фазової умови самозбудження?
7. Якою має бути взаємна індуктивність  $M$  між катушками індуктивності  $L$  та  $L_{зв}$  на схемі рис. 3.6, б, щоб виконувалась амплітудна умова самозбудження?
8. Чому малий вихідний опір транзистора ускладнює самозбудження автогенератора?
9. Поясніть, як виконується фазова умова самозбудження у схемі індуктивної триоточки.
10. Чи можливе самозбудження у схемі, зображеній на рис. 3.10, а, якщо замість ємності  $C_K$  увімкнути індуктивність?
11. Чому схема, зображена на рис. 3.10, а, може самозбуджуватися лише на частоті, що нижча від резонансної частоти її контуру?
12. Чи може статися самозбудження схеми, зображеній на рис. 3.10, а, якщо контури будуть дещо розстроєні один відносно одного?
13. Чи зможе самозбудитись автогенератор, зображений на рис. 3.13, якщо опір  $R_1$  відімкнути від джерела живлення  $E_K$ ?
14. Зобразіть схему автогенератора з послідовним живленням для польового транзистора із вбудованим  $p$ -каналом.
15. З яких міркувань має обиратися величина розділових ємностей  $C_P$  і  $C_B$  та індуктивність дроселя для схеми з паралельним живленням (рис. 3.14).
16. Які переваги та недоліки притаманні схемам з послідовним і паралельним живленням? Порівняйте їх.
17. Чому у схемі автогенератора, в якому транзистор увімкнений зі спільною базою (рис. 3.15), заземлюється крайня нижня точка контуру, а не середня, як на схемі на рис. 3.13 або 3.14?
18. Зобразіть схему автогенератора – індуктивної триоточки – з каскодним увімкненням транзисторів.

### ЗАДАЧІ

1. Паралельно до коливного контуру з параметрами  $L = 1000 \text{ мкГ}$ ,  $C = 250 \text{ пФ}$ ;  $Q_0 = 40$  увімкнено негативний опір  $15 \text{ кОм}$ . Чи будуть самозбуджуватися коливання в контурі?

## Основи радіоелектроніки

---

2. Для автогенератора з тунельним діодом, зображеного на рис. 3.5, обчисліть величину індуктивності  $L_{bo}$ , що необхідна для успішної його роботи. Умови: частота генерації  $f_0 = 10$  МГц,  $C = 50$  пФ, добротність контуру  $Q_0 = 50$ . Негативний опір діода  $|R_D| = 50$  Ом.

3. У генераторі, зображеному на рис. 3.6, б, параметри контуру:  $L = 250$  мкГ,  $C = 500$  пФ,  $Q_0 = 50$ . Параметри транзистора:  $h_{11_E} = 0,5$  кОм,  $h_{21_E} = 40$ ,  $h_{22_E} = 100$  мкСм. Якою має бути взаємна індуктивність  $M$  між катушками індуктивності  $L$  та  $L_{3B}$ , щоб генератор самозбуджувався?

4. Для автогенератора з паралельним живленням, зображеного на рис. 3.14, обчисліть точку оптимального підключення контуру до транзистора, величину коефіцієнта зворотного зв'язку та індуктивність  $L_{bo}$ , необхідні для самозбудження, а також ємність розділового конденсатора та індуктивність дроселя. Прийняти  $L = 64$  мкГ,  $C = 100$  пФ,  $Q_0 = 50$ ,  $h_{11_E} = 1,2$  кОм,  $h_{21_E} = 60$ ,  $h_{22_E} = 250$  мСм.

## 3.2. УСТАЛЕНИЙ РЕЖИМ АВТОГЕНЕРАТОРА

Аналізуючи процес самозбудження автогенератора ми дійшли висновку, що при виконанні фазової та амплітудної умов генератор самозбуджується й амплітуда його коливань зростає за експоненціальним законом до як завгодно великих значень. Це твердження є явно хибним, оскільки очевидно (хоча б з міркувань про обмежену потужність джерела живлення), що амплітуда коливань не може стати нескінченно великою.

Причина невірного висновку криється в тому, що ми продовжуємо користуватися параметрами  $h_{11e}$ ,  $h_{21e}$  та  $h_{22e}$  ще й тоді, коли амплітуда коливань стала вже досить великою й ці параметри застосовувати вже не можна. Адже відомо, що параметри транзистора можуть бути застосовані лише при малих змінних складових, і вони описують хід характеристик транзистора лише в найближчому околі робочої точки. При великих значеннях вхідної напруги  $U_{bx} \equiv U_{BE}$  змінну складову струму колектора  $I_K$  і напругу на навантаженні  $U_K$  не можна вважати пропорційними до  $U_{bx}$ . Необхідно також враховувати реальний вигляд характеристик і нелінійні спотворення форми струмів і напруг.

### 3.2.1. Коливні характеристики автогенератора

Розглянемо залежність струму колектора від амплітуди гармонічного вхідного сигналу (рис. 3.16). При малих значеннях амплітуди (1) коливання відбуваються в околі робочої точки "o" у межах лінійної ділянки, зображененої на рисунку прохідної характеристики. Форма змінної компоненти колекторного струму  $I_K$  повторює форму вхідної напруги  $U_{bx}$ , а їх амплітуди пропорційні одна одній. При більшій величині вхідної напруги (2) нижня частина кривої  $I_K(t)$  зазнаватиме нелінійних спотворень і пропорційність між  $I_K$  і  $U_{bx}$  зникатиме. При дуже великих амплітудах (3) нелінійні обмеження струму  $I_K$  спостерігаються як в нижній, так і верхній частинах кривої  $I_K(t)$ .

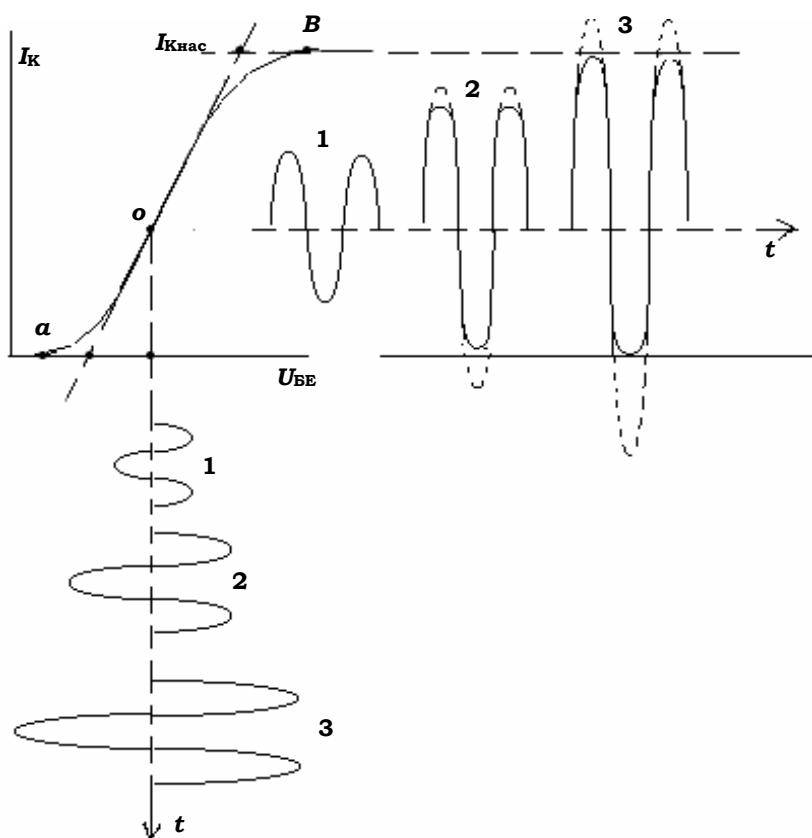


Рис. 3.16

## Основи радіоелектроніки

Якщо ж розглянути транзистор, що навантажений коливним контуром і настроєний на частоту вхідного сигналу, то цей контур реагуватиме лише на першу гармоніку струму  $I_K(t)$ , тоді як усі вищі гармоніки будуть проходити через контур, не утворюючи на ньому істотного спаду напруги. Тому напруга на контурі буде гармонічною, незважаючи на те, що струм, який через нього протікає, має форму далеку від синусоїдальної. Очевидно, що при нелінійних спотвореннях амплітуда напруги на контурі  $U_{Km}$  вже не буде пропорційною до амплітуди вхідної напруги  $U_{Bx} = U_{Bm}$  – у міру її збільшення зростання  $U_{Km}$  буде сповільнюватися й виходити на насичення. Подібну залежність зображенено на рис. 3.17, її називають **коливною характеристикою**. Співвідношення  $U_{Km}/U_{Bm}$  є коефіцієнтом підсилення  $k$ , який залежатиме від величини вхідної напруги: він зменшується в міру збільшення  $U_{Bm}$ .

За наявності зворотного зв'язку напруга повертається на вхід транзистора  $U_{Bm} = \beta U_{Km}$ , тому на рис. 3.17 можна провести лінію зворотного зв'язку, що являє собою пряму, яка проходить через початок координат. Її нахил визначається величиною зворотного зв'язку: чим більше  $\beta$ , тим більш похилою буде ця лінія.

В областях коливної характеристики, у яких крутість ходу січної до кривої  $U_{Km} = f(U_{Bm})$  (а це є не що інше як коефіцієнт підсилення  $k$ ) більша за крутість прямої зворотного зв'язку  $1/\beta$  (тобто  $k > 1/\beta$ ), умова самозбудження буде виконанаю й амплітуда коливань зростатиме. Праворуч від точки  $A$  крутість січної менша від крутості лінії зворотного зв'язку ( $k < 1/\beta$ ) і амплітуда коливань буде зменшуватися. Лише в точці  $A$ , де виконується умова  $k\beta = 1$ , амплітуда коливань не буде ані зростати, ані зменшуватися, тобто зберігатиметься незмінною. Досягнувши точки  $A$ , коливання припинять своє зростання й залишатимуться незмінними за амплітудою. Такий режим є стійким. Якщо амплітуда коливань з якихось причин зросте, вона потрапить у область праворуч від точки  $A$  і почне зменшуватися, поки не повернеться в точку  $A$ . Якщо ж амплітуда коливань зменшиться, вона опиниться в області, де  $k > 1/\beta$ , і буде зростати, аж поки знову не досягне точки  $A$ .

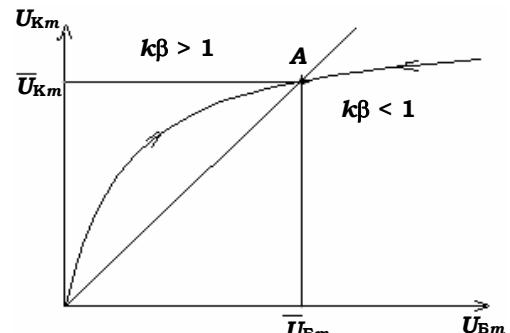


Рис. 3.17

### 3.2.2. М'який і жорсткий режими самозбудження

Виконавши побудови, подібні до тих, що на рис. 3.17, для кількох значень коефіцієнта зворотного зв'язку  $\beta$  (рис. 3.18, а), отримаємо залежність усталеної амплітуди  $\bar{U}_{Km}$  від величини зворотного зв'язку (рис. 3.18, б). Як видно, для найменшого значення коефіцієнта зворотного зв'язку  $\beta_1$  пряма зворотного зв'язку перетинається з коливною характеристикою лише в нульовій точці. Це означає, що амплітуда коливань буде нульовою, а зворотний зв'язок буде недостатнім для самозбудження коливань (не виконується амплітудна умова самозбудження). Відмінне від нульового значення  $\bar{U}_{Km}$  починаємо отримувати лише для  $\beta > \beta_2$  (поріг самозбудження). Далі величини  $\bar{U}_{Km}$  монотонно зростають разом зі збільшенням  $\beta$ . Такий режим самозбудження називається **м'яким**. Він зручний тим, що дає однозначний зв'язок між  $\beta$  та  $\bar{U}_{Km}$  і допускає плавне регулювання амплітуди усталених коливань шляхом зміни величини коефіцієнта зворотного зв'язку.

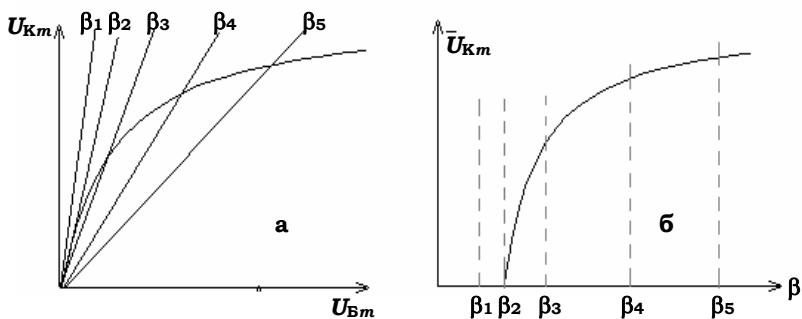


Рис. 3.18

Якщо ж робоча точка розташована на прохідній характеристиці низько, нижче її прямолінійної ділянки, на нижньому згині характеристики, то коливна характеристика набуває вигляду, подібному до рис. 3.19. Спочатку темп зростання напруги на контурі збільшується зі зростанням амплітуди вхідної напруги, утворюється точка перегину на кривій  $U_{Km} = f(U_{Bm})$ , далі темп зростання сповільнюється, і наприкінці характеристика виходить на насичення. Перетин коливної характеристики з лінією зворотного зв'язку тепер можливий у трьох точках:  $O$ ,  $B$  і  $A$ . При малій амплітуді вхідного сигналу ( $U_{Bm} < U'_{Bm}$ ) амплітудна умова самозбу-

## Основи радіоелектроніки

дження не виконується: видно, що лінія зворотного зв'язку йде вище коливної характеристики й самозбудження не відбувається.

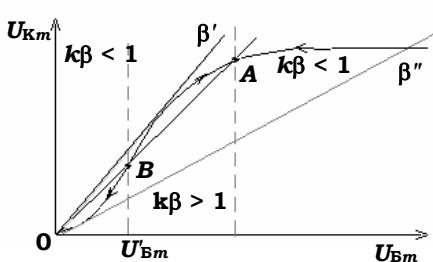


Рис. 3.19

Режим у точці  $B$  нестійкий – при найменшому збільшенні амплітуди коливання будуть зростати, доки їх режим не переміститься в точку  $A$ , яка є стійкою. Так само й при зменшенні амплітуди, відбувається перехід від точки  $B$  у точку  $O$ , і коливання зникають.

Таким чином, коливання не зможуть самозбуджуватися від малого рівня, але якщо примусово задати амплітуду вхідних коливань більшу за  $U'_{Bm}$ , то вони будуть підтримуватися, зростати й кінець-кінцем встановляться з амплітудою, що відповідає точці  $A$ .

Самодовільне збудження коливань можливе лише при  $\beta > \beta_5$ . При цьому амплітуда одразу досягає великого рівня. При зворотному зменшенні  $\beta$  амплітуда усталених коливань спочатку плавно зменшується, але по досягненні  $\beta = \beta_2$  коливання стрибком зриваються й при  $\beta < \beta_2$  взагалі неможливі. Подібний режим називається **жорстким**. У такому режимі амплітуда усталених коливань може залежати від  $\beta$  неоднозначно: в інтервалі  $\beta_2 < \beta < \beta_5$  вона може бути або великою, або нульовою, залежно від попередньої історії процесу. Поява та зникнення коливань відбувається стрибком, а їх амплітуда погано піддається регулюванню<sup>1</sup>.

Біполярні транзистори при постійній напрузі на базі  $U_{BE0} = 0$  виявляються запертими й відкриваються лише при  $U_{BE0} > U_{BE0}^*$ , де  $U_{BE0}^*$  – напруга відкривання транзистора (вона дорівнює для германієвих транзисторів 0,1–0,2 В, а для кремнієвих може сягати 0,6–0,7 В). В околі  $U_{BE0} = 0$  коливна характеристика має нульовий нахил і самозбудження набуває жорсткого характеру. Тому для м'якого самозбу-

<sup>1</sup> Жорсткий режим самозбудження може мати місце й у інших автоколивних системах, наприклад, у годиннику з маятником. Сам по собі такий годинник не піде, але якщо підштовхнути маятник, то він буде й далі коливатися.

### Розділ 3. Генератори електричних сигналів

дження автогенераторів на біполярних транзисторах треба обов'язково подавати на базу достатнє зміщення – більше за  $U_{BEO}^*$  (позитивне для  $n-p-n$ -транзисторів і негативне для  $p-n-p$ -транзисторів).

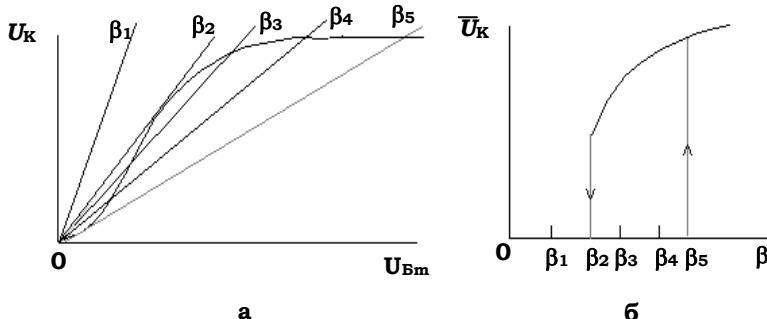


Рис. 3.20

### 3.2.3. Автоматичне зміщення

Незважаючи на всі перелічені недоліки, жорсткий режим має одну істотну перевагу: робоча точка в ньому розташована низько, в установленому режимі автогенератор працює з невеликою витратою постійного колекторного струму  $I_{K0}$ , отже, має більший к.к.д., ніж у режимі м'якого самозбудження. Бажано було б, щоб процес самозбудження відбувався в м'якому режимі, а далі, у міру зростання амплітуди коливань, робоча точка пересувалась б униз, переводячи транзистор у режим з малими колекторними струмами. Таку процедуру можна здійснити за допомогою нескладного вдосконалення схеми, що називається **автоматичним зміщенням**.

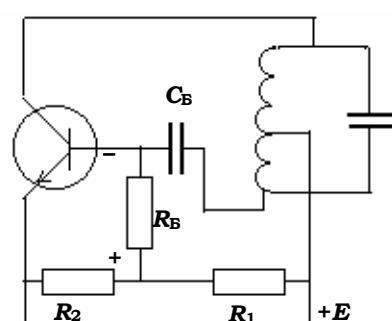


Рис. 3.21

На схемі автогенератора (рис. 3.21) дільник  $R_1R_2$  встановлює певне позитивне зміщення на базу, забезпечуючи режим м'якого самозбудження. Однак надалі, у міру зростання амплітуди коливань, імпульси базового струму  $I_B$  будуть утворювати на резисторі  $R_B$  додатковий спад напруги, знижуючи напругу на базі та зсуваючи робочу точку вниз по характеристиці. Таким чином досягається бажаний результат: самозбуджен-

## Основи радіоелектроніки

ня відбувається в м'якому режимі, а усталена робота в режимі невеликих колекторних струмів. Ємність  $C_B$  є розділовою ємністю й пропускає тільки змінну компоненту базової напруги.

### 3.2.4. Квзілінійна теорія автогенератора

Кількісну теорію для розрахунку усталеного режиму автогенератора зручно будувати, використовуючи такий параметр, як усереднену крутість прохідної характеристики  $\langle S \rangle = I_{K1m} / U_{Bm}$  – співвідношення амплітуди першої гармоніки колекторного струму до амплітуди входної (базової) напруги. Тоді коефіцієнт підсилення резонансного підсилювача можна визначати як  $k = \langle S \rangle R_H$ , де  $R_H = R_{екв} \parallel (1/h_{22e})$  – паралельне ввімкнення еквівалентного опору навантажувального контуру та вихідної провідності транзистора. При цьому амплітудна умова самозбурдження матиме вигляд

$$k\beta = \langle S \rangle R_H \beta > 1. \quad (3.8)$$

У простій лінійній теорії залежність колекторного струму  $i$  від керуючої напруги  $v$  апроксимується лінійним законом:

$$i = i_0 + Sv \quad (3.9)$$

(тут і далі для спрощення запису формул будемо позначати  $I_K \equiv i$  та  $U_{BE} \equiv v$ ). Із більшою мірою точності ця залежність може бути апроксимована степеневим багаточленом:

$$i = f(v) = a_0 + a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 + a_4 v^4 + a_5 v^5 + \dots, \quad (3.10)$$

що являє собою розклад функції  $f(v)$  у ряд Тейлора в околі робочої точки  $a_0 \equiv i_0$ .

Якщо керуюча напруга являє собою гармонічну функцію

$$v(t) = v_m \cos \omega t, \quad (3.11)$$

то фігуруючи в (3.10) степені  $v(t)$  матимуть вигляд:

$$\begin{aligned} v^2 &= v_m^2 \cos^2 \omega t = v_m^2 \left( \frac{1}{2} \cos 2\omega t + \frac{1}{2} \right), \\ v^3 &= v_m^3 \cos^3 \omega t = v_m^3 \left( \frac{1}{4} \cos 3\omega t + \frac{3}{4} \cos \omega t \right), \\ v^4 &= v_m^4 \cos^4 \omega t = v_m^4 \left( \frac{1}{8} \cos 4\omega t + \frac{1}{2} \cos 2\omega t + \frac{3}{8} \right), \\ v^5 &= v_m^5 \cos^5 \omega t = v_m^5 \left( \frac{1}{16} \cos 5\omega t + \frac{5}{16} \cos 3\omega t + \frac{5}{8} \cos \omega t \right). \end{aligned} \quad (3.12)$$

### Розділ 3. Генератори електричних сигналів

Кожний  $m$ -й член виразу (3.10) буде створювати в струмі  $i$  вищі гармоніки, аж до  $m$ -ої. Однак нас цікавитимуть внески вищих членів ряду (3.10) лише до першої гармоніки колекторного струму  $i$ , на яку настроєний навантажувальний контур. Амплітуда цієї гармоніки дотримується

$$I_{K1m} = a_1 v_m + \frac{3}{4} a_3 v_m^3 + \frac{5}{8} a_5 v_m^5 + \dots \quad (3.13)$$

Члени парних степенів внесків у амплітуду першої гармоніки не дають. Поділивши  $I_{K1m}$  на  $v_m$ , одержимо величину, яка має такий самий зміст, як і  $S$  при лінійній апроксимації (3.9), і яку можна назвати **ефективною** або **середньою крутістю**  $\langle S \rangle$ :

$$\langle S \rangle = \frac{I_{K1m}}{v_m} = a_1 + \frac{3}{4} a_3 v_m^2 + \frac{5}{8} a_5 v_m^4 \dots \quad (3.14)$$

Саме її слід підставляти в критерій самозбудження (3.8).

Із фізичних міркувань є очевидним, що в режимі, який відповідає м'якому самозбудженню, робоча точка лежить на прямолінійній ділянці прохідної характеристики й зі збільшенням амплітуди коливань середня крутість може тільки зменшуватися. Отже, слід очікувати, що в такому режимі  $a_3 < 0$ . Оскільки ж при цьому зазвичай  $|a_5| \ll |a_3|$ , то останнім членом у (3.14) можна поки що знектувати. Тоді

$$\langle S \rangle = a_1 - \frac{3}{4} |a_3| v_m^2. \quad (2.8)$$

Графік цієї функції зображенено на рис. 3.22, а умова самозбудження набуває вигляду

$$R_H \beta a_1 \left( 1 - \frac{3}{4} \frac{|a_3|}{a_1} v_m^2 \right) > 1. \quad (2.9)$$

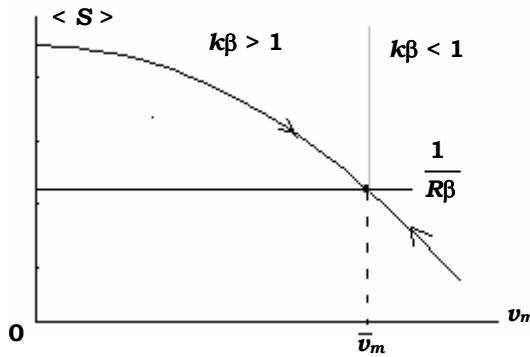


Рис. 3.22

## Основи радіоелектроніки

Із зростанням амплітуди коливань член у дужках буде зменшуватися й нерівність перетвориться на рівність, при якій амплітуда коливань не буде ані зростати, ані зменшуватися. Це й є усталений режим, умовою якого буде

$$1 - \frac{3}{4} \frac{|a_3|}{a_1} \bar{v}_m^2 = \frac{1}{a_1 R_H \beta}, \quad (3.17)$$

а амплітуда усталених коливань  $\bar{v}_m$  дорівнюватиме

$$\bar{v}_m = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{a_1}{|a_3|} \left(1 - \frac{1}{R_H \beta a_1}\right)}. \quad (3.18)$$

Можна довести, що цей режим є стійким. Дійсно, при зменшенні  $v_m$  середня крутість зростає й критерій самозбудження  $k\beta = \langle S \rangle R_H \beta > 1$  стане перевиконаним: коливання зростатимуть і досягнуть попереднього рівня. Якщо ж  $v_m$  збільшиться, то  $k\beta = \langle S \rangle R_H \beta < 1$ , амплітуда коливань зменшуватиметься й знову повернеться до усталеного рівня.

У режимі жорсткого самозбудження зі зростанням амплітуди коливань середня крутість спочатку зростає, а потім вже зменшується. Отже, можна вважати, що в такому режимі  $a_1, a_3 > 0$ , тоді як  $a_5 < 0$ :

$$\langle S \rangle = a_1 + \frac{3}{4} a_3 v_m^2 - \frac{5}{8} |a_5| v_m^4. \quad (3.19)$$

Умова усталеної амплітуди матиме вигляд

$$\left(1 + \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} \bar{v}_m^2 - \frac{5}{8} \frac{|a_5|}{a_1} \bar{v}_m^4\right) = \frac{1}{R_H \beta a_1}. \quad (3.20)$$

Вираз (3.20) являє собою щодо  $v_m$  біквадратне рівняння. Залежно від величини  $\beta$  воно може мати три типи розв'язків (рис. 3.23):

а) для малих  $\beta$  (наприклад,  $\beta = \beta_1$ ) – усі корені комплексні. Дійсних розв'язків немає, самозбудження неможливе;

б) для середніх  $\beta$  (наприклад,  $\beta_2$ ) – розв'язком є два дійсних корені<sup>2</sup>. На рис. 3.23 це відповідає двом точкам: A (стійка точка) і B (нестійка точка). Коливання можуть підтримуватися, але самозбуджува-тися від малого рівня не можуть;

в) для великих  $\beta$  (наприклад,  $\beta_3$ ) – один корінь уявний, а другий дійсний. Самозбудження коливань з усталеною амплітудою, що від-повідає точці C, можливе.

<sup>2</sup> Два негативні дійсні корені відкидаються, оскільки амплітуда не може бути від'ємною.

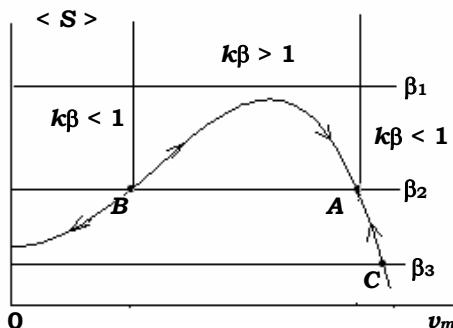


Рис. 3.23

розрахувати усталену амплітуду на основі лінійної теорії та в її термінах. Але квазілінійна теорія не може дати відомості про часовий перебіг процесу усталення коливань – на це здатна лише послідовна нелінійна теорія.

Викладена теорія оперує з поняттями, що запозичені з лінійної теорії автогенератора: критерієм самозбудження (3.7) і крутістю, яка тепер вважається не фіксованою та незмінною величиною, а залежить від амплітуди коливань, і цим враховується нелінійність характеристик транзистора. Подібну теорію називають квазілінійною (тобто неначе лінійна). Вона дозволяє зробити начебто неможливе –

### КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Із лінійної теорії автогенератора випливає, що амплітуда коливань має зростати безмежно. У дійсності ж, встановлюється скінчenna амплітуда коливань. У чому криється причина неточності передбачень лінійної теорії?

2. Відомо, що за великих абсолютних значень змінних компонент напруги  $v_B(t)$  на базі транзистора та його колекторного струму  $i_K(t)$  спостерігається порушення пропорційності між змінною напруги та струму. У чому причина цього явища?

3. Чому при негармонічному колекторному струмі  $i_K(t)$  напруга на контурі все ж таки буде майже гармонічною?

4. Чому в резонансному підсилювачі зі збільшенням вхідної напруги амплітуда вихідної напруги зростає повільніше за амплітуду вхідної (див. рис. 3.17)?

5. Що таке м'який режим самозбудження автогенератора?

6. В автогенераторі на біполярному транзисторі постійна напруга на базі дорівнює нулю. Яким буде режим самозбудження – м'яким чи жорстким?

## Основи радіоелектроніки

---

7. Чому в жорсткому режимі самодовільне збудження коливань можливе лише при сильному зворотному зв'язку, тоді як підтримання вже наявних коливань можливе й за менших значень  $\beta$ ?

8. Який позитивний ефект дає застосування автоматичного зміщення?

9. Складіть схему автогенератора – ємнісної триоточки – з автоматичним зміщенням.

10. Чи можна застосувати автоматичне зміщення в автогенераторі на МДН-транзисторі або польовому транзисторі з керуючим  $p-n$ -переходом?

11. Що таке ефективна (середня) крутість  $\langle S \rangle$  у квазілінійній теорії автогенератора?

12. Поясніть зміст назви "квазілінійна" теорія автогенератора.

13. Яким має бути хід залежності  $\langle S \rangle$  від  $v_m$  для м'якого та жорсткого режимів самозбудження генератора? У чому їх основна відмінність?

14. Чому у формулах (3.17) та (3.20), які визначають амплітуду коливань у м'якому та жорсткому режимах самозбудження, фігурують параметри  $a_i$  лише з непарними індексами?

15. Біквадратне рівняння (3.20) дає значення усталеної амплітуди в жорсткому режимі самозбудження. Проаналізуйте можливі варіанти його розв'язку. Який фізичний зміст двозначних розв'язків?

16. При аналізі м'якого та жорсткого режимів самозбудження розглядалися випадки  $a_1 > 0$ ;  $a_3 < 0$  (м'який режим) і  $a_1 > 0$ ;  $a_3 > 0$ ;  $a_5 < 0$  (жорсткий режим). Чому не розглядались випадки, коли всі параметри позитивні?

## ЗАДАЧІ

1. Обчисліть амплітуду коливань, яка встановиться на базі транзистора  $\bar{V}_{B_m}$  і на контурі  $\bar{V}_{K_m}$  за таких умов:  $a_1 = 0,04 \text{ A/B}$ ;  $a_3 = 0,2 \text{ A/B}^3$ ;  $a_5 = -0,4 \text{ A/B}^5$ ;  $\beta = 0,01$ ;  $R_{екв} = 1,67 \text{ кОм}$ .

### 3.3. СТАБІЛІЗАЦІЯ ЧАСТОТИ АВТОГЕНЕРАТОРІВ

#### 3.3.1. Вплив інерційності транзистора на роботу автогенератора

Досі при розгляді роботи автогенератора ми нехтували інерційністю транзистора і вважали, що його колекторний струм  $I_K$  є синфаз-

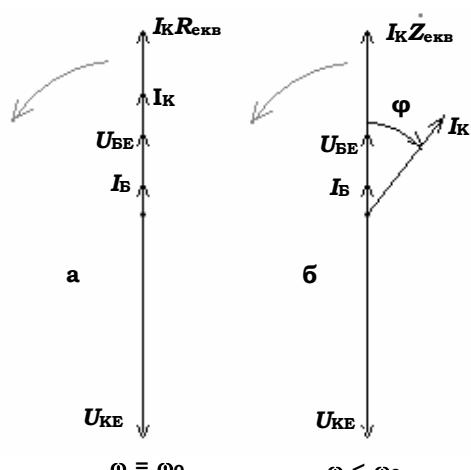


Рис. 3.24

ним з базовою напругою  $U_{BE}$  (рис. 3.24, а). Струм  $I_K$  збуджує контур на резонансній частоті, тому спад напруги на контурі  $I_K R_{eKB}$  є синфазним зі струмом  $I_K$  (оскільки повний опір контуру є цілком активним і дорівнює  $R_{eKB}$ ). Цьому спаду напруги дорівнює та є протилежною за фазою напруга на транзисторі  $U_{KE}$ . При дійсному  $\beta$  (а саме таке значення  $\beta$  забезпечує позитивний зворотний зв'язок) напруга  $U_{BE}$  дорівнює  $\beta U_{KE}$  і протилежна за фазою до  $U_{KE}$ .

При врахуванні інерційності транзистора колекторний струм має відставати від керуючої базової напруги  $U_{BE}$  і базового струму на кут  $\varphi$  (рис. 3.24, б). Оскільки вимоги протифазності  $U_{BE}$  і  $U_{KE}$ , а також  $U_{KE}$  і  $I_K Z_{eKB}$ , зберігаються (вони задані структурою схеми), то виявляється, що струм  $I_K$  має відставати від спаду напруги на контурі. Останнє можливе, якщо контур являє собою індуктивний опір і генерація відбувається не на частоті  $\omega_0$ , а на частоті  $\omega < \omega_0$ . Отже, через інерційність транзистора частота, яка буде генеруватися, має трохи різнятися від резонансної частоти контуру та бути нижчою від неї.

Кут  $\varphi$  залежить від багатьох факторів, у тому числі й від режиму транзистора та його температури. Причиною зміни кута  $\varphi$  від режиму (наприклад, від  $U_{KE0}$ ) є насамперед ефект Ерлі. При зміні  $U_{KE0}$  змінюється і товщина збідненого шару на колекторно-базовому переході (переважно в бік бази), зазнає зміни й ефективна товщина бази,

## Основи радіоелектроніки

---

а також час руху неосновних носіїв через базу. При зміні температури зазнає зміни коефіцієнт дифузії неосновних носіїв у базі та їх рухливість, що також може спричинити зміну часу  $\tau$  їх руху через базу і, отже, впливатиме на кут  $\varphi = \omega\tau$ . Таким чином, відкривається шлях для впливу режиму та температури на частоту генерації, що може бути причиною її нестабільності.

Відхилення частоти  $\omega$ , що її генерує автогенератор, від резонансної частоти контуру  $\Delta\omega = \omega - \omega_0$  при заданому куті  $\varphi$  визначається добротністю контуру

$$\varphi = -\arctg(2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}) \quad \text{або} \quad \Delta\omega = -\frac{\omega_0}{2Q} \tg \varphi$$

(при малих кутах  $\Delta\omega \approx -\frac{\omega_0}{2Q} \varphi$ ). Із цих формул видно, що при певному куті  $\varphi$  відхилення частоти від резонансного значення буде тим меншим, чим більша добротність контуру. Отже, контур є "гарантом" стабільності частоти автогенератора, саме він забезпечує мализну змін частоти генерованих коливань незважаючи на дію всіх факторів, що призводять до змін фазового кута  $\varphi$ . Тому й висуваються якомога більші вимоги щодо стабільності власної частоти самого контуру та його добротності.

### 3.3.2. Проблема стабільності частоти автогенератора

Однією з основних вимог до автогенераторів є стабільність частоти генерованих ними коливань. Інколи вимоги до стабільності частоти бувають дуже суворими, зокрема це стосується радіомовних станцій, оскільки при непередбачуваних змінах частоти вони можуть спричинити завади одна одній. Кількісно стабільність частоти визначається як відношення  $\delta\omega/\omega_0$ , де  $\delta\omega$  – можливе відхилення частоти автогенератора від її середнього значення  $\omega_0$ .

Якщо не вживати ніяких спеціальних заходів до стабілізації частоти, нестабільність  $\delta\omega/\omega_0$  становить зазвичай  $10^{-3} \div 10^{-4}$ . Стабілізація джерел живлення, використання в коливному контурі високоякісних деталей (наприклад, конденсаторів з малим температурним коефіцієнтом зміни ємності), термокомпенсації та термостабілізації режиму транзистора – усе це дозволяє покращити стабільність частоти на порядок і отримати  $\delta\omega/\omega_0 \approx 10^{-4} \div 10^{-5}$ .

Слід все ж таки пам'ятати, що основним гарантом стабільності є коливний контур. Саме його температурна стабільність і висока добротність можуть забезпечити достатньо високу стабільність частоти генерованих коливань. Таку високу стабільність можна забезпечити, використовуючи в контурі автогенератора кварцові кристали, або "кварцевати" автогенератор.

### 3.3.3. Кварцова пластинка як високоякісний електричний резонатор

Пластинка, вирізана з монокристала кварцу, являє собою досконалій механічний резонатор. Кварц як матеріал має цілу низку унікальних якостей: механічну міцність і твердість, високу пружність, мале внутрішнє тертя й дуже малий коефіцієнт теплового розширення. Тому кварцовий резонатор має дуже мале згасання коливань і високу температурну стабільність власної частоти. При геометричних розмірах, менших від 1 см, власні частоти механічних коливань кварцових платівок бувають порядку  $10^5 \div 10^7$  Гц, що лежить у діапазоні частот широкозастосуваних у радіоелектронній апаратурі.

Окрім перелічених вище властивостей кварц має ще й властивість п'єзоелектрика (хоча і не дуже сильно виражену). При механічній деформації на гранях кварцової пластинки виникає поверхневий заряд, який може бути знятий за допомогою електродів, що накладені на пластинку (рис. 3.25). Тому при механічних коливаннях кварцового резонатора в колі електродів виникає змінний струм із частотою коливань кварцу.

Навпаки, прикладаючи до електродів напругу із частотою власних коливань кварцової пластинки, можна збудити в ній інтенсивні механічні коливання. Таким чином, кварцова пластинка з електродами, що до неї торкаються, стає електричним резонатором з винятково високою добротністю порядку  $10^3 \div 10^5$ , недосяжною для звичайних LRC-контурів. Еквівалентну схему такого резонатора зображено на рис. 3.26, де індуктивність  $L$  моделює механічну інерційність (масу) кварцової пластинки,  $C$  – її пружність, а  $r$  – внутрішнє тертя. Зазвичай  $L$  буває порядку кількох генрі, ємність  $C \approx 10^{-2} \div 10^{-3}$  пФ, а  $r \approx 10^3$  Ом. Ємність  $C_0$  являє собою ємність електродів і зазвичай буває порядку кількох пікофарад.



Рис. 3.25

## Основи радіоелектроніки

Схема, зображена на рис. 3.26, має два резонанси: послідовний на частоті  $\omega_{01} = 1/\sqrt{LC}$  і паралельний на частоті  $\omega_{02} = \omega_{01}(1 + C/C_0)$ . Залежність реактивного опору між точками "aa" від частоти (при нехтуванні активним опором) зображенено на рис. 3.27. Як видно, на частоті нижче  $\omega_{01}$  і вище  $\omega_{02}$  провідність ємнісна, і лише на ділянці від  $\omega_{01}$  до  $\omega_{02}$  вона має індуктивний характер і різко змінюється від нуля до нескінченності. При  $C/C_0 \ll 1$  цей частотний інтервал є дуже вузьким, тому крутість зміни ефективної індуктивності  $L_{eff}$  зі зміною частоти є дуже великою. А висока теплова стабільність кварцу забезпечує малі зміни  $L_{eff}$  зі зміною температури.

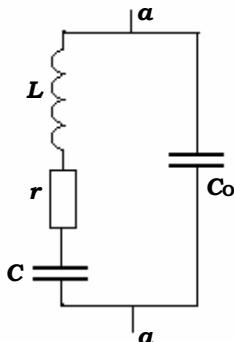


Рис. 3.26

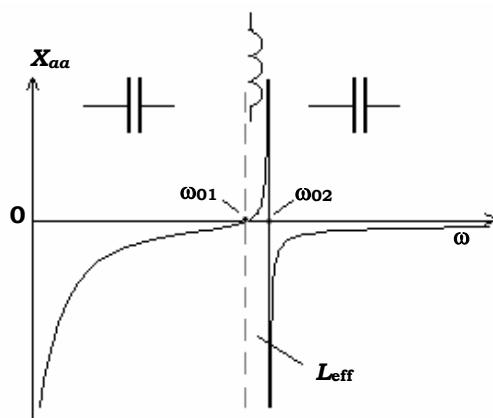


Рис. 3.27

### 3.3.4. Схеми кварцових автогенераторів

В автогенераторах кварцовий резонатор використовується як індуктивність, що сильно залежить від частоти і мало змінюється з температурою. У схемі на рис. 3.28, а кварц підключено до входу польового транзистора. На виході транзистора стоїть контур, власна частота якого  $\omega_K = \sqrt{LC}$  має бути вищою за власну частоту кварцу<sup>3</sup>. Елементом зворотного зв'язку є прохідна ємність  $C_{3C}$ , яка завжди існує між затвором і стоком транзистора. Тоді для частот у діапазоні від  $\omega_{01}$  до  $\omega_{02}$  до входу транзистора підключено індуктивність кварцу, а до ви-

<sup>3</sup> Ставити конденсатор С у контур необов'язково. Роль цієї ємності може відігравати й вихідна ємність транзистора.

### Розділ 3. Генератори електричних сигналів

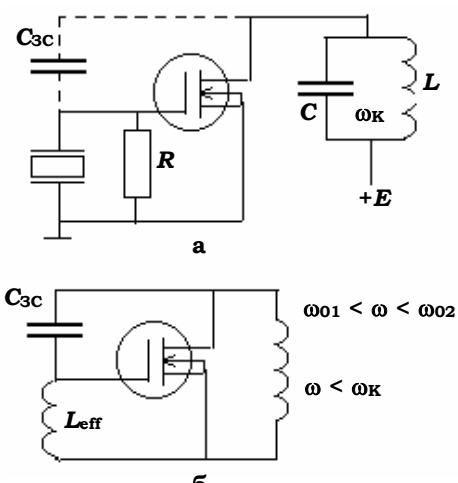


Рис. 3.28

затвора практично не протікає, величина  $R$  може бути достатньо великою (порядку кількох мегаомів), яка, шунтуючи кварц, не сильно погіршує його добротність. Завдяки тому, що ефективна індуктивність створюваного коливного контуру дуже велика, а ємність  $C_{3c}$  мала, його добротність і еквівалентний опір дуже великі, тому автогенератор самозбуджується дуже легко.

Інший варіант схеми кварцового генератора наведено на рис. 3.29, а, де кварц увімкнено між затвором і стоком транзистора. Власна частота вихідного контуру  $\omega_k$  має бути дещо нижчою від  $\omega_{01}$  та  $\omega_{02}$ , так щоб на частоті самозбудження вихідний контур мав еквівалентний ємісний опір. Тоді схема автогенератора може бути зведена до схеми ємісної триточки – схеми Коллітца (рис. 3.29, б), де ємність  $C_{3B}$  – вхідна ємність транзистора.

Стабільність частоти автогенераторів з кварцом виявляється порядку  $10^{-5} \div 10^{-6}$ . Цього зазвичай буває достатньо для більшості практичних застосувань. На сьогодні кварцові годинники широко використовують замість звичайних механічних.

ходу транзистора – індуктивність, яку являє собою вихідний контур, тоді схема може бути зведена до схеми індуктивної триточки (схема Хартлі), де роль ємності контуру відіграє ємність  $C_{3c}$  (рис. 3.28, б).

У зображеній схемі застосовується польовий (а не біполярний) транзистор для того, щоб його вхідний опір не шунтував кварц і не погіршував його добротності. Резистор  $R$  необхідний для того, щоб на затворі встановлювалась певна (у даному випадку – нульова) постійна напруження, відповідна до режиму транзистора. Оскільки постійний струм у колі

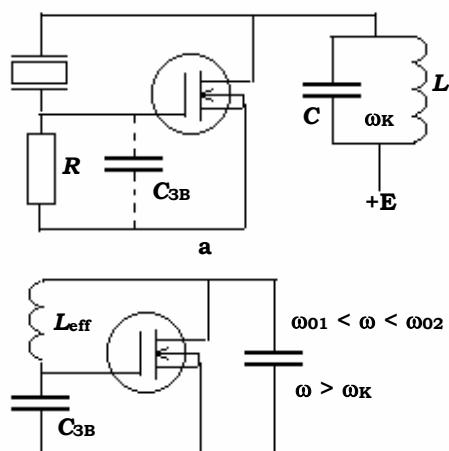


Рис. 3.29

## **Основи радіоелектроніки**

---

Якщо ж забезпечити стабільність джерел живлення, термостатування кварцу та всієї схеми в цілому, то стабільність можна довести до  $10^{-8} \div 10^{-9}$ . Така висока стабільність дозволяє використовувати стабілізований кварцовий автогенератор як еталон частоти або еталон часу.

Ще більшу високу стабільність частоти мають лише квантово-механічні радіоелектронні пристрой, де як еталон частоти використовують переходи між енергетичними рівнями вільних молекул або атомів. Стабільність частоти таких автогенераторів (щоправда, протягом порівняно коротких проміжків часу) сягає  $10^{-13} \div 10^{-15}$ , тобто менше 1 мкс за рік.

## **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Чому інерційність транзистора впливає на частоту самозбудження автогенератора?
2. Відомо, що зі збільшенням постійної напруги на колекторі ефективна товщина бази зменшується (ефект Ерлі). Як це буде відбиватися на частоті автогенератора?
3. Які основні причини нестабільності частоти автогенератора? Якими засобами можна поліпшити стабільність частоти, не вдаючись до застосування кварцу?
4. Чому висока добротність коливного контуру забезпечує кращу стабільність частоти автогенератора?
5. Які саме властивості роблять кварцову пластинку ідеальним високочастотним резонатором?
6. Які (за порядком величини) еквівалентні LRC-параметри кварцевого резонатора?
7. Як впливає на властивості кварцевого резонатора ємність електродів  $C_0$ ?
8. У якому інтервалі частот може працювати автогенератор, зображеній на рис. 3.28? Який за знаком реактивний опір кварцу на цій частоті?
9. Навіщо потрібний резистор  $R$ , який шунтує кварц (рис. 3.28)?
10. Чи залежатиме частота, яку генерує автогенератор, зображений на рис. 3.29, від настройки вихідного контуру?
11. Чи можна без шкоди вилучити ємність  $C$  з вихідного контуру автогенератора (рис. 3.28)? Як це вплине на роботу автогенератора?
12. Якої найвищої стабільності (за порядком величини) можна досягти, використовуючи кварцову стабілізацію?

### ЗАДАЧІ

1. В автогенераторі параметри контуру:  $L = 64 \text{ мкГ}$ ,  $C = 100 \text{ пФ}$ ,  $Q_0 = 50$ . На скільки зміниться частота його коливань, якщо врахувати, що інерційність транзистора становить  $\tau = 2,8 \cdot 10^{-8} \text{ с}$ ?
2. Для середньої частоти  $f_0 = 2 \text{ МГц}$  смуга пропускання канала радіозв'язку становить  $F = 10^4 \text{ Гц}$ . Якою має бути (за порядком величини) стабільність частоти автогенератора, щоб відхід частоти не впливав на якість радіозв'язку? Чи необхідна кварцована стабілізація частоти?
3. Еквівалентні електричні параметри кварцового кристала:  $L = 10 \text{ Г}$ ,  $C = 3 \cdot 10^{-3} \text{ пФ}$ ,  $r = 10^{-3} \text{ Ом}$ . Визначте його власну частоту та добротність.
4. Паралельно до кристала кварцу, розглянутому в задачі № 3, увімкнено ємність  $C_0 = 10 \text{ пФ}$ . Чому дорівнюють резонансні частоти цієї системи (частота послідовного та паралельного резонансів)?
5. Якою буде еквівалентна індуктивність кварцового кристала, розглянутого в задачі № 3, на частоті  $\omega = 5774000 \text{ c}^{-1}$ ?

### 3.4. RC-АВТОГЕНЕРАТОРИ

На низьких частотах (нижче  $10^4 - 10^5 \text{ Гц}$ ) застосування в автогенераторах  $LC$ -контурів виявляється незручним, оскільки індуктивність є надто великою, а добротність контурів низькою. Тому для частот звукового діапазону й нижче доцільно застосовувати схеми без індуктивностей, тобто такі, що містять лише  $R$ - і  $C$ -елементи. Ідея такого  $RC$ -автогенератора досить проста (рис. 3.30).

У підсилювальному каскаді має бути створений позитивний зворотний зв'язок  $\beta(\omega)$  через чотириполюсник, що складається лише з резисторів і ємностей. На частоті  $\omega_0$  цей чотириполюсник має обертати фазу си-

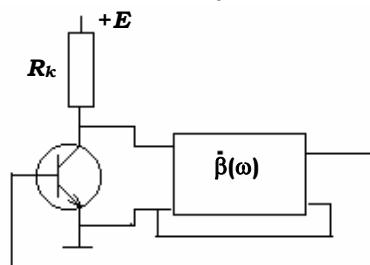


Рис. 3.30

## Основи радіоелектроніки

гналу на  $180^\circ$ , що забезпечить виконання фазової умови самозбурдження саме на цій частоті. Крім того, на цій самій частоті має виконуватись ще й амплітудна умова  $k(\omega_0)\beta(\omega_0) > 1$ , де  $k(\omega_0)$  – коефіцієнт підсилення каскаду на частоті  $\omega_0$ . Зазвичай цю умову неважко виконати, зробивши  $k$  достатньо великим.

### 3.4.1. Автогенератор з багатоланковим RC-фільтром

Задача зводиться до побудови з  $R$ - і  $C$ -елементів чотириполосника, який би обертав фазу гармонічного сигналу з частотою  $\omega_0$  на  $180^\circ$ . Здатність обертати фазу має звичайна диференціююча  $RC$ -комірка (рис. 3.31, а). Якщо вважати, що її вихідний струм  $I_{\text{вих}}$  дорівнює нулю, то виявиться, що вихідна напруга  $U_2$  випереджає вхідну напругу  $U_1$  на фазовий кут  $\varphi$ :

$$\varphi = \arctg \frac{U_C}{U_R} = \arctg \frac{1}{\omega RC},$$

а величина вихідного сигналу дорівнює  $U_2 = U_1 \cos \varphi$ . (рис. 3.31, б).

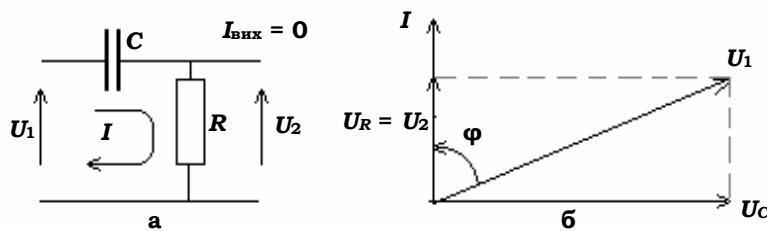


Рис. 3.31

Здавалося б, обравши частоту, на якій диференціююча комірка здійснює обертання фази на  $60^\circ$ , можна, увімкнувши послідовно три таких комірки, здійснити поворот фази на  $180^\circ$  на цій частоті  $\omega_0 = 1/\sqrt{3}RC$ . Однак справа ускладнюється тим, що при послідовному ввімкненні комірок кожна наступна комірка буде шунтувати та навантажувати вихід попередньої, тому припущення щодо  $I_{\text{вих}} = 0$ , буде вже неправомірним. Потрібно розв'язувати задачу одразу для всіх комірок (наприклад, методом контурних струмів) і обчислювати залежності  $\beta(\omega)$  і  $\varphi(\omega)$ . Такий розрахунок показує, що вимога  $\varphi = \pi$  для

### Розділ 3. Генератори електричних сигналів

трьох послідовно ввімкнутих диференціюючих  $RC$ -комірок буде виконана на частоті

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}RC},$$

а модуль передачі напруги  $|\beta|$  на цій частоті дорівнюватиме  $\beta(\omega_0) = 1/29$ . Тому для успішної роботи схеми (рис. 3.30) модуль коефіцієнта підсилення каскаду має бути не меншим від 29.

Подібний результат можна отримати й з трьома послідовно ввімкненими інтегруючими  $RC$ -комірками. У цьому випадку

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{RC}, \quad \beta(\omega_0) = 1/29.$$

Можна, звичайно, побудувати фазоберталльний ланцюжок з  $RC$ -комірок, яких більше ніж три. Вирази для  $\omega_0$  та  $\beta(\omega_0)$  будуть трохи іншими. Але навряд чи доцільно ускладнювати схему, тому на практиці зазвичай користуються ланцюжками з трьох комірок.

Схема найпростішого  $RC$ -генератора з фазоберталльним ланцюжком з трьох диференціюючих  $RC$ -комірок зображена на рис. 3.32, але щодо неї слід зробити кілька зауважень:

а) вхідний опір  $RC$ -ланцюжка шунтує вихід підсилювального каскаду. Це призводить до того, що коефіцієнт підсилення каскаду дещо знижується, а поворот фази підсилювальним каскадом виявляється відмінним від  $180^\circ$ . Тому при виборі елементів схеми бажано робити ємності  $C$  якомога меншими, а опори  $R$  більшими (але так, щоб їх добуток зберігав потрібне значення);

б) вхід транзистора шунтує вихідний резистор останньої комірки ланцюжка, тому при  $h_{11e} \leq R$  бажано узгоджувати вихід фазоберталльного ланцюжка із входом транзистора через емітерний повторювач;

в) на відміну від  $LC$ -генераторів, де коливний контур виділяє на вихіді чисту гармонічну напругу навіть при великих нелінійних спотвореннях колекторного струму, у  $RC$ -генераторах такої частотновибіркової ланки немає. Тому нелінійні спотворення колекторного струму будуть повною мірою відтворюватися у вигляді відповідних спотворень вихідної напруги. Отже, не рекомендується перевищувати амплітудну умову  $k\beta > 1$ , оскільки значного виграшу в амплітуді при збільшенні  $k\beta$  не буде, а нелінійні спотворення зростуть.

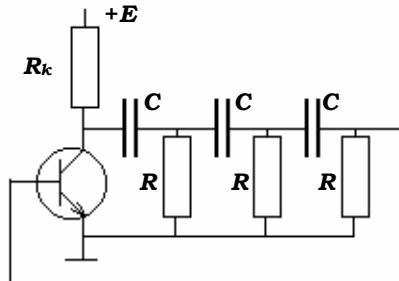


Рис. 3.32

### 3.4.2. RC-автогенератор з мостом Віна

Інший різновид RC-автогенератора можна створити на основі операційного підсилювача з використанням моста Віна (рис. 3.33).

Дільник з опорів  $R_{33}$  і  $R_0$  створює тут негативний зворотний зв'язок. Для створення позитивного зворотного зв'язку до неінвертуючого входу "a" підключено  $RC$ -коло, яке забезпечує поворот фази вихідного сигналу на кут  $\varphi = 0$  для частоти  $\omega_0 = 1/RC$ .

Коефіцієнт передачі сигналу з виходу "c" на вход "a" буде на цій частоті дійсним числом і дорівнюватиме  $U_{ao}/U_{co} = \beta = 1/3$ . Отже, фазова умова самозбудження буде задовільнятися лише на частоті  $\omega_0$ , а амплітудна умова  $k\beta > 1$  визначатиметься конкурентією позитивного та негативного зворотного зв'язку й матиме вигляд

$$(1 + \frac{R_{33}}{R_0}) \cdot \frac{1}{3} > 1 \quad \text{або} \quad R_{33} > 2R_0.$$

Схему, у яку ввімкнено операційний підсилювач (рис. 3.33), називають мостом Віна. Така назва стає зрозумілою, якщо переробити наведену схему у вигляді моста (рис. 3.34), де вертикальна діагональ відповідає виходу операційного підсилювача, а горизонтальна – його входам.

Зображеній міст (на ім'я його автора – міст Віна) є частотновибірковим. Він балансується за виконання двох умов: а)  $\omega = \omega_0 = 1/RC$ ; б)  $R_{33} = 2R_0$ . За виконання цих умов сигнал на горизонтальній діагоналі зникає, а при  $R_{33} > 2R_0$  позитивний зворотний зв'язок пересилює негативний і генератор легко збуджується. Основною проблемою в подібних автогенераторах є погана форма генерованих коливань. Вона буде тим гіршою, чим сильніше перевиконана амплітудна умова самозбудження. Тому після того, як автогенератор збудиться, умову  $R_{33} > 2R_0$  слід послабити. Це можна зробити

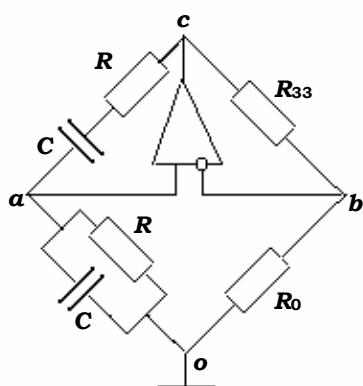


Рис. 3.34

амплітудна умова самозбудження. Тому після того, як автогенератор збудиться, умову  $R_{33} > 2R_0$  слід послабити. Це можна зробити

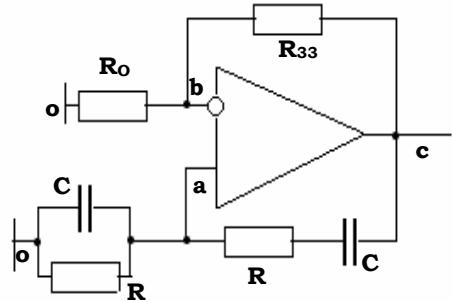


Рис. 3.33

### **Розділ 3. Генератори електричних сигналів**

автоматично, увімкнувши замість резистора  $R_0$  (або послідовно з ним) елемент, опір якого зростав би зі збільшенням струму через нього. Тоді в міру збільшення амплітуди генерованих коливань опір  $R_0$  збільшувався б, і нерівність  $R_{33} > 2R_0$  наближалася б до рівності. Таким елементом може бути мініатюрна лампа розжарювання, опір волосинки якої сильно зростає при протіканні через нього електричного струму. Саме такі лампи застосовують у подібних автогенераторах для автоматичного встановлення міри зворотного зв'язку та отримання задовільної форми генерованих коливань.

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Чому на низьких (звукових) частотах краще застосовувати  $RC$ -автогенератори, а не  $LC$ -автогенератори?
2. У чому полягає ідея створення  $RC$ -автогенератора?
3. Яким вимогам має задовольняти чотириполюсник зворотного зв'язку в  $RC$ -автогенераторі?
4. Поодинока диференціюча  $RC$ -комірка обертає фазу гармонічного сигналу на кут  $\varphi$ . Чи можна при послідовному ввімкненні кількох таких комірок для визначення загального оберту фази підсумовувати кути  $\varphi$  кожної з них?
5. Зобразіть схему  $RC$ -автогенератора подібну до наведеної на рис. 3.32, але не з диференціюючими  $RC$ -комірками, а з інтегруючими.
6. Як можна узгодити вихідний опір фазоберального  $RC$ -ланцюжка, зображеного на рис. 3.32, із вхідним опором транзистора?
7. Чому форма коливань, генерованих  $RC$ -автогенераторами, зазвичай відрізняється від гармонічної? Що треба робити, щоб наблизитись до гармонічної форми генерованих коливань?
8. Навіщо в  $RC$ -автогенераторі з мостом Віна (рис. 3.33) потрібне коло негативного зворотного зв'язку  $R_{33}R_0$ ?
9. Чому автогенератор, зображений на рис. 3.33, називають  $RC$ -автогенератором з мостом Віна? Де тут схема моста?
10. Навіщо для покращання форми генерованих коливань у  $RC$ -автогенераторі з мостом Віна послідовно з резистором  $R_0$  вмикають лампу розжарювання?

1. У схемі  $RC$ -автогенератора, зображеного на рис. 3.32,  $R = 50 \text{ кОм}$ ,  $C = 0,01 \text{ мкФ}$ . Параметри транзистора:  $h_{11E} = 1,2 \text{ кОм}$ ,  $h_{21E} = 50$ ,  $h_{22E} = 10^{-4} \text{ См}$ . Опір у колі колектора  $R_K = 10 \text{ кОм}$ . Чи самозбудиться такий автогенератор? Якщо так, то на якій частоті?
2. Яким буде в задачі № 1 вхідний опір фазобертельного  $RC$ -ланцюжка? Чи буде він істотно шунтувати вихідне коло транзистора? Чи треба враховувати цю шунтувальну дію при визначенні амплітудного критерію самозбудження?
3. На якій частоті фазобертельний  $RC$ -ланцюжок, складений з трьох інтегруючих  $RC$ -комірок, буде обертати фазу сигналу на  $180^\circ$ , якщо  $R = 50 \text{ кОм}$ ,  $C = 0,01 \text{ мкФ}$ ?
4. В автогенераторі з мостом Віна (рис. 3.33)  $R_{33} = 20 \text{ кОм}$ . Якої величини має бути опір  $R_0$ , щоб забезпечити умови генерації? Яку частоту він генеруватиме, якщо  $R = 10 \text{ кОм}$ ,  $C = 50 \text{ нФ}$ ?

### **3.5. МУЛЬТИВІБРАТОР**

**Мультивібратор** – це генератор періодичних імпульсів, що за формою близькі до прямокутних. Він лежить в основі роботи цілої сім'ї радіоелектронних пристройів, що служать для одержання несинусoidalних імпульсів різних форм: прямокутної, трикутної, пилко-подібної тощо.

Мультивібратор являє собою двокаскадний  $RC$ -підсилювач, охоплений стовідсотковим позитивним зворотним зв'язком (рис. 3.35, а). Зазвичай мультивібратор зображають у вигляді симетричної схеми (рис. 3.35, б), однак навіть тоді, коли всі елементи схеми повністю симетричні, ця схема в симетричному режимі перебувати не може. Кожний з каскадів інвертує сигнал і тому випадково виникла флюктуація, пройшовши через обидва каскади, повернеться у вихідну точку з попередньою полярністю, але підсиленою в  $k^2$  разів, де  $k$  – коефіцієнт підсилення кожного з каскадів. Наприклад, якщо з якоїсь причини струм первого транзистора  $I_{K1}$  зменшиться, то це спричи-

нить збільшення напруги  $U_{K1}$  на його колекторі. Стрибок напруги пройде через ємність  $C_1$  на базу другого транзистора і призведе до збільшення цього колекторного струму  $I_{K2}$  і зменшення колекторної напруги  $U_{K2}$ . Підсилений стрибок напруги  $U_{K2}$  через ємність  $C_2$  потрапить на базу транзистора VT1 і призведе до подальшого зменшення струму  $I_{K1}$ <sup>4</sup>. Цей процес буде розвиватися в геометричній прогресії, лавиноподібно, і в решті-решт призведе до повного запирання транзистора VT1 і відкривання VT2 (можливо, до повного насиження). При цьому один з транзисторів (або обидва разом) втрачають здатність до керування, і розвиток лавиноподібного процесу обривається. Встановлюється режим, який виявляється тимчасово стійким, і схема може перебувати в ньому певний проміжок часу.

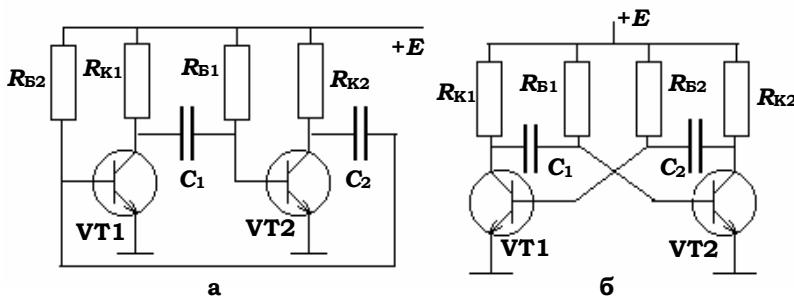


Рис. 3.35

### 3.5.1. Якісний розгляд роботи мультивібратора

Простежимо за зміною напруги  $U_{B1}$  на базі транзистора VT1, який щойно закрився. Ця напруга дорівнює  $U_{B1} = U_{K2} - U_{C2}$ . Однак, оскільки ми вважаємо, що VT2 відкритий до насиження, напруга  $U_{K2}$  мало ві-

<sup>4</sup> Слід зауважити, що хоча режими транзисторів під час цих стрибків істотно змінюються, напруги на конденсаторах  $C_1$  і  $C_2$  (і заряди на них) не можуть зазнавати миттєвих змін, і тому зберігають своє попереднє значення. Це означає, що напруга на базі VT1 дорівнюватиме  $U_{B1} = U_{K2} + U_{C2}$ , де  $U_{C2} < 0$  і  $|U_{C2}| \gg U_{K2}$ . Отже,  $U_{B1} \approx -|U_{C2}|$  і напруга на базі першого транзистора зберігатиметься негативною.

## Основи радіоелектроніки

дрізняється від нуля, і отже, можна вважати, що  $U_{B1} \approx -U_{C2}$ . Нехай у початковий момент  $t = 0$  напруга на  $C_2$  дорівнює  $-|U_{C2}(0)|$ , тоді і  $U_{B1} = -|U_{C2}(0)|$ . Із часом ємність  $C_2$  буде перезаряджатися від джерела живлення  $E$  через резистор  $R_{B2}$  і відкритий транзистор VT2. Напруга на  $C_2$  буде поступово прямувати до  $+E$ , змінюючись за законом:

$$U_{C2}(t) = E - [E + |U_{C2}(0)|] \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right), \quad (3.21)$$

де  $\tau_2 = R_{B2}C_2$  (внутрішнім опором джерела живлення та транзистора VT2 нехтуємо). Цей хід напруги  $U_{B1}(t) \approx U_{C2}(t)$  зображенено на рис. 3.36.

Доки напруга залишатиметься негативною, вона буде утримувати транзистор VT1 у закритому стані, але в момент  $t_2$  напруга  $U_{B1}$  досягне нуля й перейде через нього. Напруга на базі транзистора VT1 стане позитивною й він відкриється<sup>5</sup>. Це спричинить лавиноподібний процес, у результаті якого VT1 ще більше відкриється, а VT2 закриється. Далі процес буде циклічно повторюватися.

Для того, щоб уявити собі хід процесів у всій схемі в цілому, розглянемо систему епюр, що зображають одночасні зміни напруг як на базах, так і на колекторах обох транзисторів (рис. 3.37). Коли один з транзисторів відкриється, його колекторна напруга стрибком зменшиться від  $E$  до напруги насиження  $U_{K\text{нас}}$ , яка становить зазвичай кілька десятих вольта. При запиранні транзистора колекторна напруга знову зростає до  $E$ . Таким чином, напруга на колекторі кожного з транзисторів має являти собою періодично імпульси прямокутної форми величиною  $U_m \approx E$ . Напруга на базах визначається процесами перезарядження ємностей  $C_1$  і  $C_2$  через резистори  $R_{B1}$  і  $R_{B2}$  і має вигляд імпульсів за формою, що близька до трикутної.

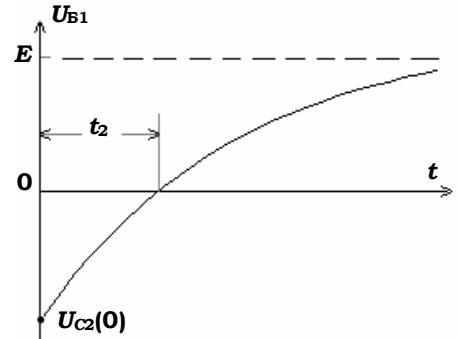


Рис. 3.36

<sup>5</sup> Насправді, транзистор VT1 відкривається, коли напруга на його базі буде позитивною й перевищить  $U_{B1}^*$  – потенціал відкривання транзистора. Але цей потенціал становить лише кілька десятих вольта, і ним можна в першому наближенні знехтувати.

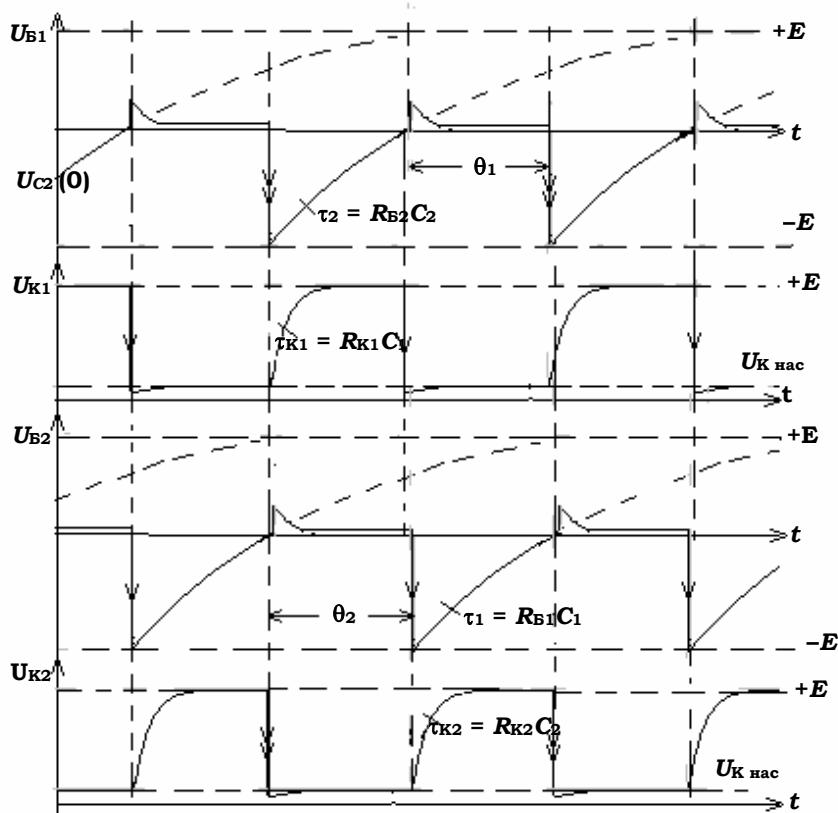


Рис. 3.37

Наведену картину слід доповнити деякими уточненнями, а саме: після запирання VT2 починається відновлення заряду на ємності  $C_2$ . Струм через неї потече у зворотному напрямку через  $R_{K2}$  та емітерно-базовий перехід транзистора VT1, який щойно відкрився. Цей процес буде відбуватися зі сталою часу  $\tau_{K2} = R_{K2}C_2$  і закінчиться тим, що напруга на  $C_2$  досягне значення  $E$  (напругою відкритого емітерно-базового переходу  $U_{B1}$  нехтуємо). Однак поки цей процес триватиме, через  $R_{K2}$  буде протікати струм і напруга на колекторі VT2 залишатиметься дещо нижчою від  $E$ . Тому передній фронт імпульсу напруги  $U_{K2}$  виявляється округленим і напруга  $U_{K2}$  встановиться рівною  $E$  лише тоді, коли пройде час порядку  $(3 \div 4)\tau_{K2}$ .

Одночасно з протіканням струму, що заряджає ємність  $C_2$  через базово-емітерний перехід VT1, на останньому буде створюватися не-

великий позитивний імпульс напруги  $\Delta U_{B1}$ , який викличе невелике додаткове збільшення струму  $I_{K1}$  і короткочасне зменшення напруги  $U_{K1}$ <sup>6</sup>. Це буде справедливим і для перезарядження ємності  $C_1$ , коли транзистор VT1 буде закритим.

### 3.5.2. Кількісні оцінки щодо роботи мультивібратора

1. Величина стрібка напруги на колекторі i, отже, величина згенерованого імпульсу колекторної напруги буде  $U_m = E - U_{K1} \approx E$ .
2. Тривалість імпульсів визначається часом перебування одного з транзисторів у закритому стані (наприклад, VT1). Перший транзистор перебуватиме в закритому стані протягом проміжку часу  $\theta_2$ , доки напруга на його базі  $U_{B1}$ , яка практично дорівнює  $U_{C2}$ , залишатиметься негативною. Для оцінки цього часу слід скористатися виразом (3.21). При цьому напругу  $U_{C2}(0)$  слід вважати рівною  $U_m \approx E$ , оскільки за час перезарядження ємність  $C_2$  має встигнути відновити свій заряд і зарядитися до повної напруги джерела живлення  $E$ . Отже,

$$U_{B1}(t) = E \left[ 1 - 2 \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) \right], \quad (3.22)$$

а інтервал часу  $\theta_2$  може бути визначений з умови  $U_{B1}(\theta_2) = 0$ . Це дає

$$\theta_2 = \tau_2 \ln 2 \approx 0,7 R_{B2} C_2. \quad (3.23)$$

Аналогічно  $\theta_1 \approx 0,7 R_{B1} C_1$ , тому весь період роботи мультивібратора дорівнюватиме

$$\theta = \theta_1 + \theta_2 = 0,7(R_{B1}C_1 + R_{B2}C_2). \quad (3.24)$$

3. Вищенаведене припущення вказує, що за час  $\theta_1$  перебування транзистора VT2 у закритому стані ємність  $C_2$  встигне перезарядитися до  $U_m \approx E$ . Це буде виконано лише у випадку, коли  $\tau_{K2} \ll \theta_1$  або ж

$$R_{K2}C_2 \ll R_{B1}C_1 \quad (3.25)$$

(практично "запас" нерівності (3.25) може бути 3 ÷ 5). Якщо нерівність (3.25) не буде виконано, напруга  $U_{C2}(0)$  буде меншою від  $E$  і півпері-

---

<sup>6</sup> Ці останні ефекти будуть майже непомітними, якщо транзистор VT1 буде відкритим до насичення.

### Розділ 3. Генератори електричних сигналів

од  $\theta_2$  буде коротшим, аніж це дає вираз (3.23). Нерівності, аналогічній (3.25), слід дотримуватись також і для другого півперіоду

$$R_{K1}C_1 \ll R_{B2}C_2. \quad (3.25 \text{ a})$$

Із вищепереліканих міркувань випливає, що важко зробити мультивібратор, у якого б півперіоди  $\theta_1$  і  $\theta_2$  сильно відрізнялися б один від одного, оскільки відповідна ємність не буде встигати відновлювати свій заряд за коротший півперіод<sup>7</sup>. Найкраще працює мультивібратор, якщо півперіоди однакові (у так званому режимі меандра).

4. Для того, щоб транзистор, який відкривається (наприклад VT1), дійсно перебував у насищенному стані, необхідно виконати умову  $I_{B1}\beta_1 > I_{K1}$ <sup>8</sup>. Оскільки можна вважати, що  $I_{B1} = E / R_{B2}$  і  $I_{K1} = E / R_{K1}$ , виконання цієї умови гарантується нерівністю

$$R_{K1}\beta_1 > R_{B2} \quad (3.26)$$

та аналогічно  $R_{K2}\beta_2 > R_{B1}$ , де запас рекомендується брати не більшим за  $1,5 \div 2,0$ . При більшому запасі відкритий транзистор буде перебувати в глибокому насищенні й при закриванні надто повільно виходить з цього стану. Це призведе до затримки лавиноподібного процесу й затягне тривалість фронтів імпульсів.

5. Нарешті, природно, мають бути виконані умови, за якими напруги живлення та струми через транзистори не повинні перевищувати допустимі значення:

$$E < E_{K\text{доп}}, \quad I_{K1,2} = \frac{E}{R_{K1,2}} < I_{K\text{доп}}. \quad (3.27)$$

Використовуючи наведені нерівності можна розрахувати мультивібратор і оцінити величини елементів, що його складають.

#### 3.5.3. Очікувальний мультивібратор

Розглянутий мультивібратор має два тимчасовостійких стані, у яких він утримується переходними процесами в ланцюгах  $R_{B1}C_1$  і  $R_{B2}C_2$ . З одного стану в інший мультивібратор переходить стрибком при лавиноподібному процесі.

<sup>7</sup> Використовуючи умови (3.25) і (3.26) можна показати, що для успішної роботи несиметричного мультивібратора має бути виконана вимога  $\theta_1 / \theta_2 \ll h_{21E}$ .

<sup>8</sup> Величину  $\beta$  можна вважати близькою до відповідного  $h_{21E}$ .

## Основи радіоелектроніки

Однак існує різновид мультивібраторної схеми, яка має один постійностійкий стан і один тимчасовостійкий стан. Зазвичай схема перебуває в постійностійкому стані, але під дією короткого пускового імпульсу переходить у збуджений тимчасовостійкий стан. По закінченні певного часу  $\theta$  схема виходить із цього стану й повертається в постійностійкий стан. Подібну схему називають **одновібратором, унівібратором, моновібратором, очікувальним** або **затриманим мультивібратором**.

Перетворити розглянутий вище мультивібратор на очікувальний можна досить просто: варто лише відключити один з резисторів  $R_B$  від позитивної шини живлення та приєднати його до джерела від'ємної напруги  $-E_B$  (рис. 3.38). Тоді транзистор VT2 буде закритим, а VT1 – відкритим. Але при надходженні на базу VT2 досить великого пускового імпульсу, який би "пересилив" запірну напругу, транзистор VT2 відкривається, й у схемі розвивається лавиноподібний процес, у результаті якого транзистор VT2 стає відкритим, а VT1 залишається закритим. Час  $\theta$  перебування VT1 у закритому стані визначається сталою часу кола  $R_{B2}C_2$ :  $\theta \approx 0,7R_{B2}C_2$ . Після цього VT2 закривається, і залишається

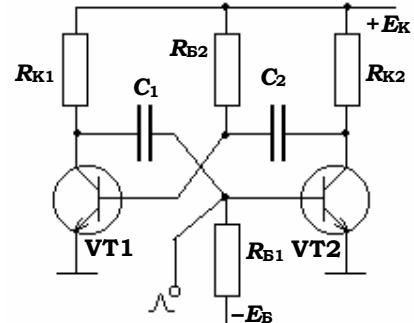


Рис. 3.38

закритим до наступного пускового імпульсу. Таким чином, з рис. 3.37 видно, що виробляється лише один півперіод, який відповідає півперіоду, позначеному як  $\theta_2$ .

Схема, зображена на рис. 3.38, має один істотний недолік: вона потребує додаткового джерела живлення  $E_B$ . Цей недолік усунено у схемі з емітерним зв'язком (рис. 3.39, а), де напруга, що постійно підтримує транзистор VT1 у закритому стані, виробляється на опорі  $R_E$  за рахунок протікання через нього струму постійно відкритого транзистора VT2 так, щоб напруга на  $R_E$  була більшою, ніж напруга на  $R_{B2}$ . При надходженні пускового імпульсу транзистор VT1 відкривається, а VT2 – закривається. Тривалість перебування VT2 у закритому стані визначається сталою часу  $R_E C$ . Через час  $\theta$  транзистор VT2 відкривається і своїм емітерним струмом знову закриває VT1. Ця схема має ще й ту перевагу, що в колекторному колі відсутня ємність. Завдяки цьому вихідні імпульси, що їх виробляє такий мультивібратор, мають добру прямоугольну форму (рис. 3.39, б).

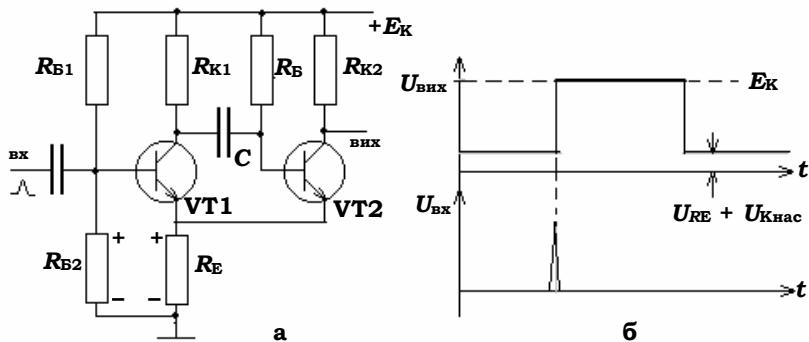


Рис. 3.39

Очікувальні мультивібратори застосовують у тих випадках, коли у відповідь на довільний пусковий імпульс треба виробити імпульс "стандартної" прямокутної форми і тривалості.

### 3.5.4. Мультивібратор на мікросхемах

Для побудови мультивібраторів часто застосовують універсальні логічні елементи "АБО–НЕ" або "І–НЕ". Дійсно, ці мікросхеми вже містять готовий інвертор, який являє собою підсилювальний каскад, що працює в ключовому режимі. Схему мультивібратора на логічних елементах "АБО–НЕ" зображенено на рис. 3.40. Входи елементів з'єднані, щоб створити з елемента "АБО–НЕ" простий інвертор.  $RC$ -ланцюги утворюються ємностями  $C_1$  і  $C_2$  і резисторами  $R_1$  і  $R_2$ . Складавши принципову схему цих логічних елементів, можна переконатися в тому, що ця схема тотожна зображеної на рис. 3.35, б. Аналогічним чином можна скласти схему мультивібратора і з елементів "І–НЕ".

Наявність двох або більшої кількості входів логічних елементів дозволяє гнучко керувати їх роботою. Використовуючи ці входи, можна без особливих труднощів скласти схему унівібратора, що спрацьовує від пускового імпульсу.

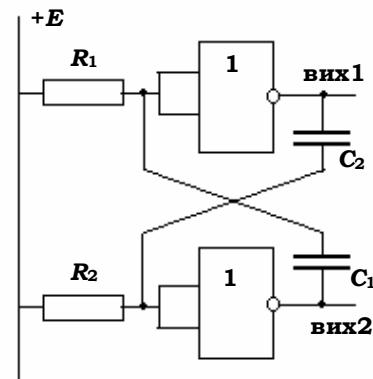


Рис. 3.40

### 3.5.5. Мультивібратор на операційному підсилювачі

Розглянемо мультивібратор, утворений на основі операційного підсилювача (ОП) (рис. 3.41, а). Робота цієї схеми базується на "конкурентній" позитивного зворотного зв'язку через дільник  $R_1R_2$  і "затриманого" негативного зворотного зв'язку через ланцюг  $RC$ . Зазвичай ОП перебуває в режимах насищення: верхнього  $U_{\text{вих}}^{(+)}$ , коли  $U_{\Delta} = U_{\text{вх}}^{(+)} - U_{\text{вх}}^{(-)}$  більше нуля, або нижнього  $U_{\text{вих}}^{(-)}$ , коли  $U_{\Delta} < 0$ , і переходить з одного в другий, коли  $U_{\Delta}$  змінює знак. Нехай, наприклад, ОП перебуває в режимі верхнього насищення (рис. 3.42). Напруга на неінвертуючому вході  $U_{\text{вх}}^{(+)} = \beta U_{\text{вих}}^{(+)}$ , де  $\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$  – коефіцієнт позитивного зворотного зв'язку.

Нехай ємність  $C$  перезаряджається від деякого початкового значення  $U_C(0)$ , прямуючи до  $U_{\text{вих}}^{(+)}$ .

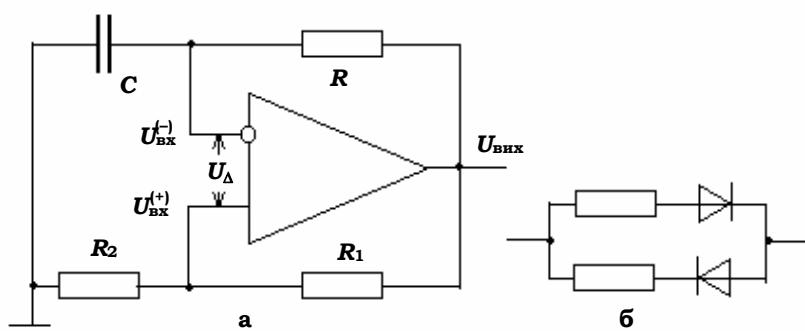


Рис. 3.41

У момент, коли  $U_C = U_{\text{вх}}^{(-)}$  доросте до величини  $\beta U_{\text{вих}}^{(+)}$  і трохи перевищить її, різниця вхідних напруг  $U_{\Delta}$  змінить свій знак на негативний, ОП перейде в нижній режим насищення, і  $U_{\text{вх}}^{(+)}$  дорівнюватиме  $\beta U_{\text{вих}}^{(-)} < 0$ . Тоді ємність  $C$  знову буде перезаряджатися від позитивних значень до негативних, прямуючи до  $U_{\text{вих}}^{(-)}$ . Досягнувши значення  $\beta U_{\text{вих}}^{(-)}$ , напруга  $U_C$  тим самим перетворить різницю  $U_{\text{вх}}^{(+)} - U_{\text{вх}}^{(-)} = U_{\Delta}$  на позитивну, що знову переведе ОП у верхній режим насищення. Далі цей процес періодично повторюватиметься.

У подібного мультивібратора позитивний і негативний півперіоди дорівнюють один одному (меандр). Якщо бажано зробити їх різними,

замість резистора  $R$  слід увімкнути схему, зображену на рис. 3.41, б, яка має різний опір у протилежних напрямках.

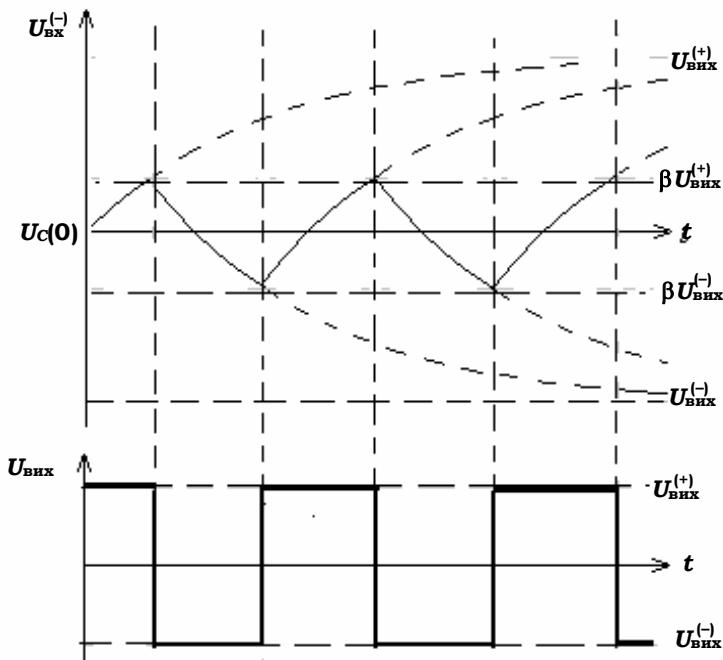


Рис. 3.42

### 3.5.6. Деякі вдосконалення схем мультивібраторів

Недоліком мультивібратора як генератора прямокутних імпульсів є те, що передній фронт його імпульсів є заокругленим, не гострим (рис. 3.37). Для покращання форми імпульсів та їх наближення до прямокутної форми застосовують деякі вдосконалені схеми мультивібраторів, а саме:

1) *мультивібратор із фіксуючими діодами.* У цій схемі (рис. 3.43) завдяки діодам, приєднаним до колекторів транзисторів, зростання колекторної напруги обмежується фіксуючою напругою  $+E_\Phi$ . При перевищенні колекторної напруги  $U_{K1}$  або  $U_{K2}$  над  $E_\Phi$  відповідний діод відривається й зростання колекторної напруги припиняється. Заокруглення фронту стає менш помітним, але амплітуда генерованих імпульсів зменшується й визначається вже не  $E_K$ , а  $E_\Phi$  меншим від  $E_K$ ;

## Основи радіоелектроніки

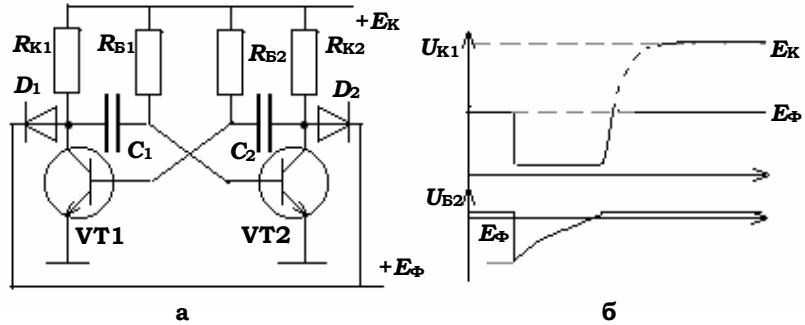


Рис. 3.43

2) мультивібратор з комутуючими діодами. Особливістю схеми такого мультивібратора (рис. 3.44) є те, що в ньому з метою покращання форми генерованих імпульсів у кола колекторів поставлені ще діоди  $D_1D_2$  та опори  $R_{C1}R_{C2}$ . Коли транзистор VT1 закритий, то струм, що перезаряджає ємність  $C_2$  та утримує VT1 у закритому стані, іде від джерела  $+E_K$  через опір  $R_{B2}$ , ємність  $C_2$ , діод  $D_2$  і відкритий транзистор VT2. Коли ж транзистор VT2 закривається, напруга на його колекторі стає одразу ж більшою, ніж напруга в точці "a", і діод  $D_2$  закривається. Струм, що відновлює заряд ємності  $C_2$ , протікає через

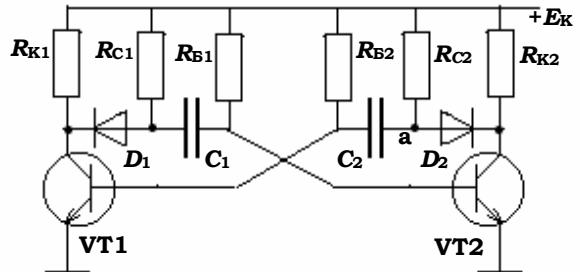


Рис. 3.44

$R_{C2}$ , ємність  $C_2$  і базово-емітерний переход відкритого VT1. Цей струм обминає опір  $R_{K2}$  (оскільки діод  $D_2$  закритий), і тому в момент закривання VT2 напруга на його колекторі відразу зростає до  $+E_K$ . Отже, імпульси, що утворюються на колекторах транзисторів, будуть прямоокутними з різкими фронтами;

3) мультивібратор з повторювальним транзистором. Для отримання імпульсів доброї прямоокутної форми паралельно до входу одного з транзисторів мультивібратора (наприклад, VT2) підключається ще один транзистор VT3 (рис. 3.45). Він буде відкриватися та закриватися разом з VT2. Оскільки до його колектора не підключена ємність (хіба що тільки – паразитна), то обидва фронти імпульсу  $U_{K3}$  виявляються досить різкими.

### Розділ 3. Генератори електрических сигналів

Діод  $D$  ставиться для того, щоб зменшити опір відкритих базово-емітерних переходів  $VT2$  та  $VT3$  і зменшити таким чином позитивний викид базової та негативний викид колекторної напруг у момент відкривання цих транзисторів;

4) генерація періодичних імпульсів з великою шпаруватистю. Як було вказано, за допомогою мультивібратора не вдається отримати імпульси з великою шпаруватистю, тобто з великим співвідношенням тривалості півперіодів  $\theta_1$  і  $\theta_2$ . Щоб

отримати імпульси, у яких тривалість одного півперіоду сильно відрізнялася б від тривалості другого (наприклад,  $\theta_1 \gg \theta_2$ ), можна скористатися системою, блок-схема якої зображена на рис. 3.46.

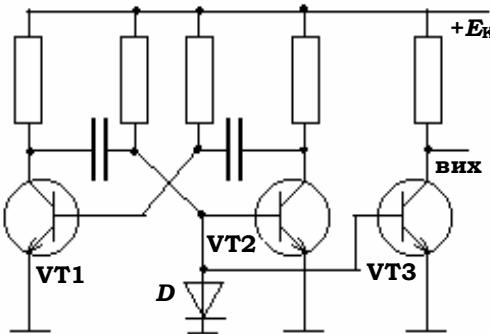


Рис. 3.45

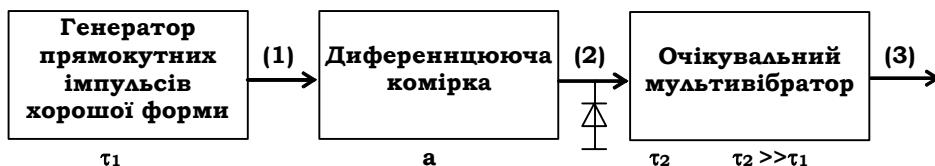


Рис. 3.46

Генератор імпульсів хорошої прямокутної форми виробляє імпульси – меандри з періодом  $T$ . Диференціюча  $RC$ -комірка диференціює ці імпульси та виробляє короткі експоненціальні імпульси позитивної й негативної полярностей. Негативні імпульси можна усунути за допомогою діода  $D$ . Короткі позитивні імпульси, що відповідають передньому фронту імпульсів від попереднього мультивібратора, запускають очікувальний мультивібратор, котрий виробляє прямокутні імпульси тривалістю  $\theta$ , що може бути набагато меншою від періоду  $T$ ;

5) затримка імпульсів у часі. У радіоелектроніці досить часто виникає потреба затримати імпульс у часі, тобто відтворити його на виході якогось чотириполюсника через час  $T$  після того, як він потрапив на вход цього самого чотириполюсника. Цю процедуру можна виконати за допомогою блок-схеми, зображеній на рис. 3.47, а. На рис. 3.47, б ці процедури показано в часі.

## Основи радіоелектроніки

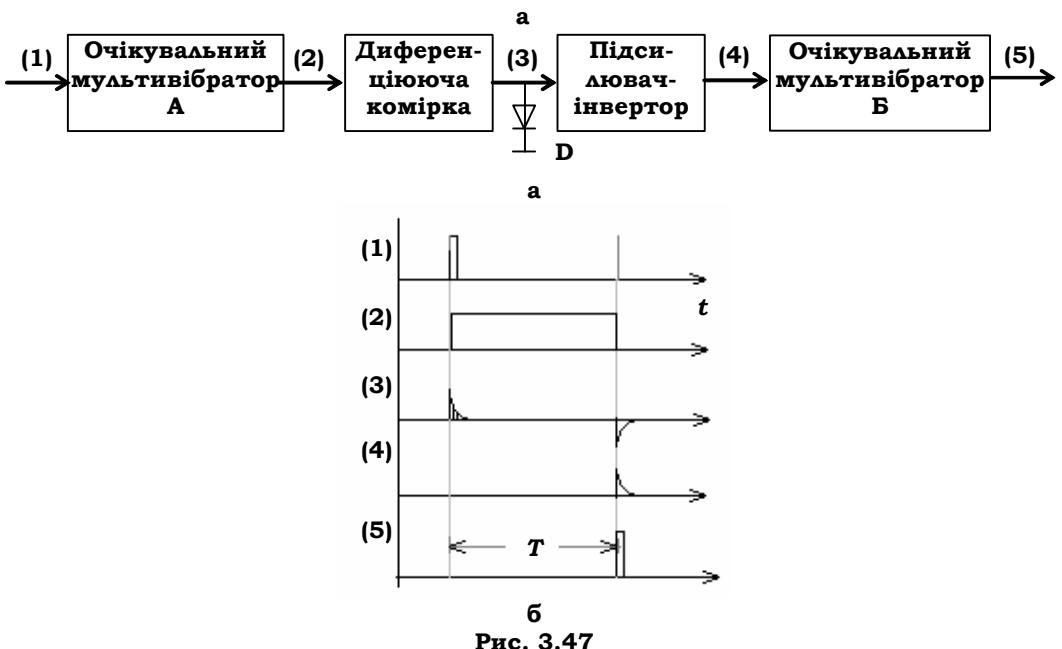


Рис. 3.47

Вхідні імпульси (1) потрапляють на очікувальний мультивібратор А, який виробляє прямокутний імпульс (2), з тривалістю  $T$ , що має дорівнювати бажаній затримці часу. Цей імпульс диференціюється (3). Отриманий від диференціювання заднього фронту імпульсу (2) короткий негативний імпульс інвертується. Позитивний імпульс, що виник при диференціюванні, можна усунути за допомогою діода D. Отриманий після інвертування негативного імпульсу позитивний імпульс (4) запускає очікувальний мультивібратор Б, який і виробляє затриманий імпульс (5). Слід підкреслити, що отриманий імпульс (5) аж ніяк не повторює форму вхідного імпульсу (1), а є лише його "заступником", створеним із затримкою часу T;

6) *синхронізація мультивібраторів*. Інколи виникає потреба "нав'язати" мультивібратору період від якогось іншого, зовнішнього джерела періодичних сигналів, наприклад в осцилографах, для того, щоб картина на екрані стояла нерухомо. Оскільки горизонтальна розгорта в осцилографах зазвичай формується схемами типу мультивібратора, то треба примусово синхронізувати цей мультивібратор із зовнішнім синхронізуючим сигналом, так щоб період мультивібратора дорівнював (або був кратним) періоду цього сигналу.

### Розділ 3. Генератори електричних сигналів

Період мультивібратора роблять трохи більшим за період синхронізуючого сигналу й додають напругу цього сигналу до базової напруги в мультивібраторі (рис. 3.48). У момент позитивного викиду синхронізуючого сигналу він обриває плавне зростання напруги  $U_B$  і примушує мультивібратор достроково спрацювати. Таким чином, мультивібратору нав'язується період синхронізуючого сигналу.

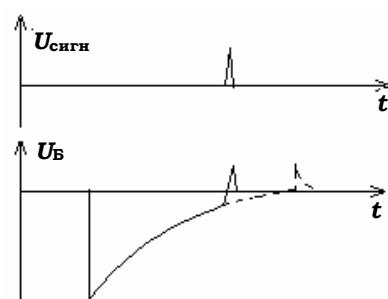


Рис. 3.48

### КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

- Чому навіть при повністю симетричній схемі мультивібратор не може перебувати в симетричному режимі?
- Яким процесом визначається час перебування одного з транзисторів (наприклад, VT1) у закритому стані? Оцініть цей час.
- Як працював би мультивібратор, якби верхні кінці резисторів  $R_{B1}$  та  $R_{B2}$  були підключенні не до джерела напруги  $E$ , а до джерела більш високої позитивної напруги? Як би це відбилось на періоді коливань?
- Чому передній фронт імпульсів колекторної напруги має заокруглену форму (рис. 3.37), тоді як задній фронт різкий?
- Чим можна пояснити невеликий позитивний викид напруги  $U_B$ , який виникає в момент відпирання транзистора? Чим визначається тривалість цього викиду?
- На рис. 3.37 напруга  $U_B$  на базі відкритого транзистора зображенна майже рівною нулю. Яка вона в дійсності?
- Чи зможе мультивібратор працювати, якщо не буде виконуватись умова насичення відкритого транзистора?
- Які наслідки недостатньо вдалого виконання нерівностей (3.25) та (3.25 а)? Як це відб'ється на періоді мультивібратора?
- Чому в мультивібраторі зазвичай не вдається отримати імпульси з великою шпаруватістю?
- Чому в мультивібраторах не рекомендується брати великий запас для виконання умови насиченості транзистора?
- Як, на вашу думку, можна вдосконалити мультивібратор, щоб передній і задній фронти генерованих ним імпульсів були різкими?
- Покажіть, як можна перетворити періодичний мультивібратор на очікувальний?

## Основи радіоелектроніки

---

13. Чому в очікувальному мультивібраторі з емітерним зв'язком (рис. 3.39) передній фронт вихідного імпульсу різкий, а не заокруглений як у звичайного мультивібратора з емітерно-базовими зв'язками?

14. Запропонуйте спосіб керування величиною порогу спрацьування очікувального мультивібратора з емітерним зв'язком (рис. 3.39), який запускається позитивним пусковим імпульсом?

15. Чим визначається проміжок часу після закінчення вихідного імпульсу, коли очікувальний мультивібратор з емітерним зв'язком стане знову придатним для спрацьування від наступного пускового імпульсу?

16. Як резистор  $R$  у схемі, зображеній на рис. 3.41, впливає на період коливань?

## ЗАДАЧІ

1. У симетричному мультивібраторі  $R_B = 40 \text{ кОм}$ ,  $R_K = 5 \text{ кОм}$ ,  $C = 1000 \text{ пФ}$ ,  $h_{21E} = 20$ . Чому дорівнює період роботи мультивібратора? Чи виконується умова перезарядки ємності та умова насичення відкритого транзистора?

2. Зробіть розрахунок елементів схеми несиметричного мультивібратора. Прийняти:  $U_m = 12 \text{ В}$ ; період мультивібратора  $T = 600 \text{ мкс}$ ; відношення тривалості півперіодів  $\theta_1 / \theta_2 = 1,2$ ;  $I_{K\max} = 10 \text{ мА}$ ;  $\beta \approx h_{21E} = 20$ .

3. Складіть блок-схему та принципову схему пристрою, який створював би прямокутний імпульс тривалістю  $\tau_1$ . Передній фронт цього імпульсу має бути затриманим відносно пускового імпульсу на час  $\tau_2$ .

4. Визначте амплітуду та тривалість вихідного імпульсу очікувального мультивібратора з емітерним зв'язком, зображеного на рис. 3.39. Якою має бути величина (у вольтах) пускового імпульсу, який спроможний запустити мультивібратор? Прийняти:  $E = 20 \text{ В}$ ;  $R_{B1} = 18 \text{ кОм}$ ;  $R_{B2} = 2 \text{ кОм}$ ;  $R_{K2} = 7 \text{ кОм}$ ;  $R_E = 3 \text{ кОм}$ ;  $R_B = 100 \text{ кОм}$ ;  $C = 0,01 \text{ мкФ}$ .

### 3.6. ТРИГЕР

**Тригер**<sup>9</sup> являє собою двокаскадний підсилювач постійної напруги (ППН), у якого вихід приєднаний безпосередньо до входу (рис. 3.49, а). Зазвичай каскади ППН, що утворюють тригер, ідентичні, і для того, щоб підкреслити симетрію схеми, її зображають у характерному симетричному вигляді (рис. 3.49, б).

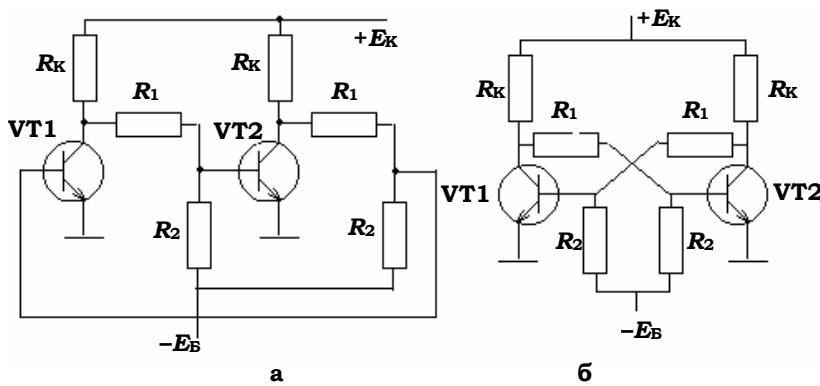


Рис. 3.49

Однак навіть при ідеально симетричній побудові така схема не може перебувати в симетричному режимі. Вона є нестійкою й найменша флюктуація виводить її з симетричного стану. Нехай, наприклад, струм першого транзистора  $I_{K1}$  дещо збільшився, що призведе до зниження напруги  $U_{K1}$ , яка через дільник  $R_1R_2$  передається на базу другого транзистора. У результаті колекторний струм  $I_{K2}$  зменшиться, а напруги  $U_{K2}$  і  $U_{B1}$  збільшаться, що приведе до подальшого збільшення струму  $I_{K1}$ .

Отже, якщо кожний з каскадів забезпечуватиме підсилення за напругою  $k > 1$ , то випадково виникла флюктуація буде лавиноподібно зростати. Це зростання триватиме доти, доки хоча б один з транзисторів не втратить керуючої здатності – чи то через його запирання, чи то через вихід у режим насичення. На цьому перехідний процес скінчується й тригер встановиться в стійкий стан, коли один з транзисторів повністю закритий, а другий відкритий до насичення. У такому

<sup>9</sup> Тригер (від англ. *trigger*) означає "клямка, заскочка".

## Основи радіоелектроніки

режимі відкритий транзистор своїм низьким потенціалом на колекторі утримуватиме другий транзистор у закритому стані, а той, у свою чергу, своїм високим колекторним потенціалом буде утримувати перший транзистор постійно відкритим.

### 3.6.1. Режим тригера

Транзистор підтримується в закритому стані якщо  $U_B < 0^{10}$ ; це має місце за виконання умови:

$$\frac{R_1}{R_2} > \frac{U_{Knas}}{|E_B|} \text{ або } R_2 < R_1 \frac{|E_B|}{U_{Knas}}, \quad (3.28)$$

де  $U_{Knas}$  – напруга насиження на колекторі (вона дорівнює зазвичай кільком десятих вольта), а  $E_B$  – напруга зміщення на базі. Вона подається від окремого джерела живлення. У формулах (3.28) вважалось, що струм дільника значно більший за струм, що відгаужується на базу закритого транзистора наступного каскаду. Насичення має місце при  $\beta I_B > I_K$ ; цій умові відповідає нерівність<sup>11</sup>:

$$R_1 < R_K \left( \frac{h_{21E} R_2 E_K}{h_{21E} R_K |E_B| + R_2 E_K} - 1 \right). \quad (3.29)$$

При розрахунку тригера до нерівностей (3.28) і (3.29) мають бути додані ще нерівності, які забезпечують виконання таких умов:

- колекторний струм відкритого транзистора має не перевищувати максимально допустиме значення, тобто

$$E_K / R_K < I_{Kmax}; \quad (3.30)$$

- напруга живлення  $E_K$  не повинна перевищувати максимально допустиму колекторну напругу для даного типу транзистора:

$$E_K < E_{Kmax}; \quad (3.31)$$

- коефіцієнт підсилення каскаду ППН має бути більшим за одиницю:

<sup>10</sup> Точніше, якщо  $U_B < U_{BE}^*$ , де  $U_{BE}^*$  – потенціал відкривання транзистора.

<sup>11</sup> Тут і далі  $\beta$  замінено близьким до неї значенням  $h_{21E}$ , а  $U_{BE}$  відкритого транзистора настільки мале, що ним можна знехтувати порівняно з  $E_K$  і  $E_B$ .

### Розділ 3. Генератори електричних сигналів

$$k = \frac{h_{21E}}{h_{11E}} \frac{R_H}{1 + R_H h_{22E}} \left[ \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right] > 1, \quad (3.32)$$

де  $R_H = R_K \parallel (R_1 + R_2)$ . Лише за виконання останньої умови забезпечується розвиток лавиноподібного процесу.

У деяких випадках, коли напруга  $U_{K\text{нac}}$  буває меншою від напруги  $U_{BE}^*$ , яка відповідає відкриванню транзистора, схему тригера можна істотно спростити, поєднавши безпосередньо колектор одного транзистора з базою іншого (рис. 3.50, а). Особливо це зручно зробити при використанні МОН-транзисторів з індукованим каналом, для відкривання яких потрібна досить висока напруга на затворі (рис. 3.50, б). Транзистори VT3 та VT4 використовують як навантажувальні резистори, величина опору яких визначається напругою на затворі. Подібні схеми (рис. 3.50) зазвичай і використовують у інтегральних мікросхемах.

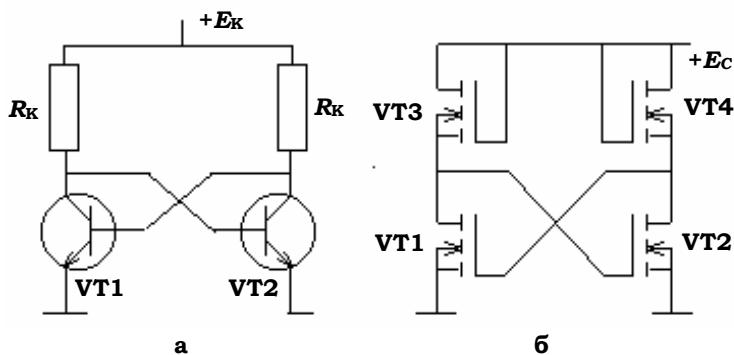


Рис. 3.50

#### 3.6.2. Запуск тригера

Тригер, що перебуває в усталеному режимі, можна "перекинути" в протилежний стан, подавши короткочасний відкриваючий імпульс на базу закритого транзистора, або ж запираючий імпульс на базу відкритого<sup>12</sup>. Для цього у схемі тригера передбачаються входи  $R$  і  $S$  (рис. 3.51). Переводячи схему на деякий час в активний стан, пусковий

<sup>12</sup> Зазвичай використовують перший спосіб, оскільки подаючи відпираючий імпульс на вход закритого транзистора, будемо витрачати меншу потужність, аніж у протилежному випадку.

## Основи радіоелектроніки

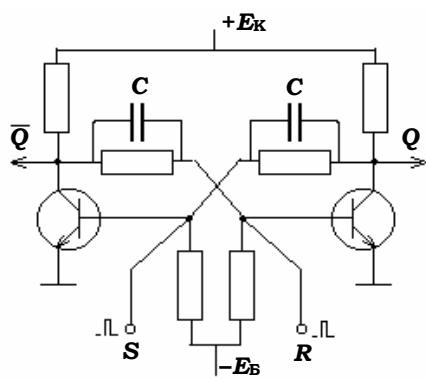


Рис. 3.51

но в табл. 3.1. При комбінаціях В/Н або Н/В (В – високий рівень напруги, а Н – низький) тригер однозначно встановлюється в стан, коли на  $Q$ -виході рівень напруги високий або низький. При комбінації Н/Н тригер зберігає стан, у який він був попередньо встановлений  $S$ -та  $R$ -сигналами. Комбінація В/В заборонена, оскільки при подальшому одночасному переході  $S$ -та  $R$ -входів до низького рівня не можна передбачити, у якому стані опиниться тригер.

Таблиця 3.1

S	R	Стан тригера	Q
В	Н	Встановлення високого рівня напруги на $Q$ -виході	В
Н	В	Встановлення низького рівня напруги на $Q$ -виході	Н
Н	Н	Тригер зберігає стан, у який був попередньо встановлений	$Q_{-1}$
В	В	Заборонена комбінація	–

На рис. 3.52 зображені епюри напруг на  $Q$ -виході та на  $S$ - і  $R$ -входах, які ілюструють матеріал, поданий у табл. 3.1. Швидкість перекидання тригера визначається як схемотехнічними чинниками, так і інерційністю транзисторів. При цьому слід мати на увазі, що транзистор, який перебуває в стані насищення, потребує для виходу з нього певний час. Тому нерівність (3.29), яка визначає глибину насищення, має бути не дуже сильною. Для прискорення процесу перекидання рекомендується шунтувати резистори  $R_1$  "прискорюючими" ємностями  $C$  (рис. 3.51). При цьому на час перехідного процесу можна вважати опір  $R_1$  начебто закороченим, а взятий у квадратні дужки множник у виразі (3.32) рівним одиниці.

імпульс провокує розвиток лавиноподібного процесу, коли транзистор, що був закритим, відкривається, а той, що був відкритим – закривається. Режим схеми змінюється на протилежний (тригер, так би мовити, "перекидається") і в такому стані тригер залишається й після закінчення пускового імпульсу. Такий тригер називається **RS -тригером**.

Позначення пускових входів  $RS$ -тригера походить від англійських слів *set* – встановлювати та *reset* – перевстановлювати. Можливі ситуації подано в табл. 3.1. При комбінаціях В/Н або Н/В (В – високий рівень напруги, а Н – низький) тригер однозначно встановлюється в стан, коли на  $Q$ -виході рівень напруги високий або низький. При комбінації Н/Н тригер зберігає стан, у який він був попередньо встановлений  $S$ -та  $R$ -сигналами. Комбінація В/В заборонена, оскільки при подальшому одночасному переході  $S$ -та  $R$ -входів до низького рівня не можна передбачити, у якому стані опиниться тригер.

Таблиця 3.1

S	R	Стан тригера	Q
В	Н	Встановлення високого рівня напруги на $Q$ -виході	В
Н	В	Встановлення низького рівня напруги на $Q$ -виході	Н
Н	Н	Тригер зберігає стан, у який був попередньо встановлений	$Q_{-1}$
В	В	Заборонена комбінація	–

На рис. 3.52 зображені епюри напруг на  $Q$ -виході та на  $S$ - і  $R$ -входах, які ілюструють матеріал, поданий у табл. 3.1. Швидкість перекидання тригера визначається як схемотехнічними чинниками, так і інерційністю транзисторів. При цьому слід мати на увазі, що транзистор, який перебуває в стані насищення, потребує для виходу з нього певний час. Тому нерівність (3.29), яка визначає глибину насищення, має бути не дуже сильною. Для прискорення процесу перекидання рекомендується шунтувати резистори  $R_1$  "прискорюючими" ємностями  $C$  (рис. 3.51). При цьому на час перехідного процесу можна вважати опір  $R_1$  начебто закороченим, а взятий у квадратні дужки множник у виразі (3.32) рівним одиниці.

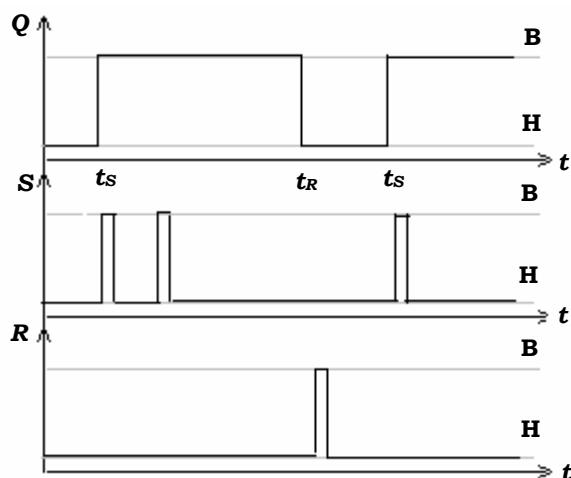


Рис. 3.52

В інтегральних мікросхемах для запускання тригерів зазвичай використовують паралельне підключення до транзисторів VT1 і VT2 допоміжних "запускаючих" транзисторів VT3 та VT4 (рис. 3.53). Якщо, наприклад, VT1 закритий, то подаючи на базу VT3 (S-вхід) позитивний пусковий імпульс, транзистор VT3 відкривається. Напруга на його колекторі знижується, що призводить до закривання VT2 і перекидання тригера. Порівняно зі схемою, зображену на рис. 3.51, схема із запускаючими транзисторами має ту перевагу, що її S- і R-входи розв'язані відносно схеми тригера: зміна його режиму аж ніяк не відбивається на цих видах, чого не можна сказати про схему, зображену на рис. 3.51.

Таким чином, тригер має здатність фіксувати та "запам'ятовувати" факт надходження на один з його входів (наприклад, на S-вхід) запускаючого імпульсу. Короткоспільні, тривалістю лише в частки мікросекунди, пусковий імпульс здатний привести до того, що режим тригера зміниться, і в такому "перекинутому" режимі тригер буде перебувати як завгодно довго, аж поки новий пусковий імпульс, поданий на противоположний вхід, не поверне тригер до його попереднього стану.

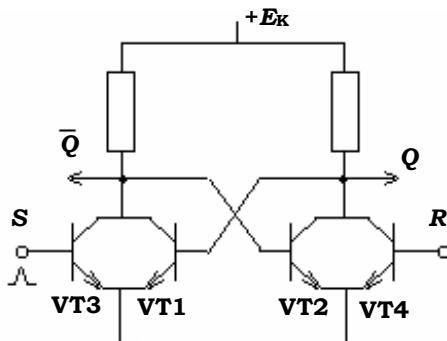


Рис. 3.53

## Основи радіоелектроніки

Властивість тригера, що має назву **електронна пам'ять**, широко використовується в радіоелектроніці для фіксування та збереження цифрової інформації, яка передається у вигляді коротких прямокутних імпульсів. Тригер, що є елементарною коміркою у складних системах електронної пам'яті мікропроцесорів і ЕОМ, фіксує факт надходження такого окремого імпульсу, зберігає інформацію про це, і може видавати її при відповідному запиті.

### 3.6.3. Тригер Шмідта

Особливим різновидом тригерів є так званий **тригер Шмідта** (рис. 3.54). У такому тригері керуючий сигнал  $U_{\text{вх}}$  подається на базу одного з транзисторів через опір дільника  $R_2$ .

При високому позитивному рівні  $U_{\text{вх}}$  транзистор VT1 однозначно перебуває у відкритому стані, а VT2 – у закритому. На виході схеми буде напруга високого рівня  $U_B$  (рис. 3.55). При достатньо великій негативній напрузі на вході транзистор VT1 буде закритим, а VT2 – відкритим, і на виході буде напруга низького рівня  $U_H$ , близька до напруги насищення  $U_{K\text{нас}}$ .

Якщо ж вхідна напруга  $U_{\text{вх}}$  близька до нуля, то вона мало впливатиме на режим схеми, і тригер може перебувати як у стані, коли VT1 відкритий (а VT2 закритий), так і в протилежному стані (коли VT1 закритий, а VT2 відкритий). При зміні вхідної напруги від великого по-

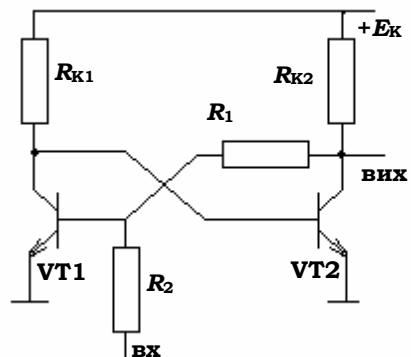


Рис. 3.54

зитивного рівня до негативного при переході через  $U_{\text{вх}} \approx 0$  тригер зберігатиме стан, у якому він був, тобто  $U_{\text{вих}} = U_B$ . Вихідна напруга перейде в стан  $U_{\text{вих}} = U_H$  лише тоді, коли  $U_{\text{вх}}$  перейде через порогове значення  $U_{\text{вх}1}$ . При зворотній зміні  $U_{\text{вх}}$  і проходженні нею через нуль на виході

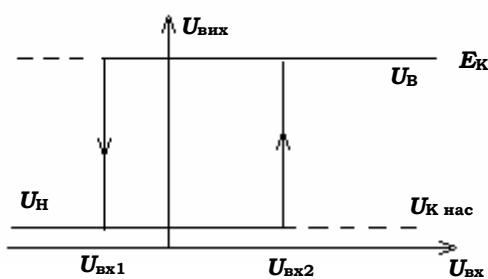


Рис. 3.55

### Розділ 3. Генератори електричних сигналів

буде зберігатися напруга  $U_H$ . Перехід  $U_{\text{вих}}$  до  $U_B$  відбудеться лише тоді, коли  $U_{\text{вх}}$  перейде через поріг  $U_{\text{вх}2}$ .

Таким чином, у межах  $U_{\text{вх}1} < U_{\text{вх}} < U_{\text{вх}2}$  тригер Шмідта може перебувати в бістабільному стані (тобто в одному з двох стійких станів). Його амплітудна характеристика утворює гістерезисну петлю, у межах якої режим тригера залежить від "попередньої історії", тобто від того, звідки в цей режим прийшли – чи то від високих, чи то від низьких значень  $U_{\text{вх}}$ .

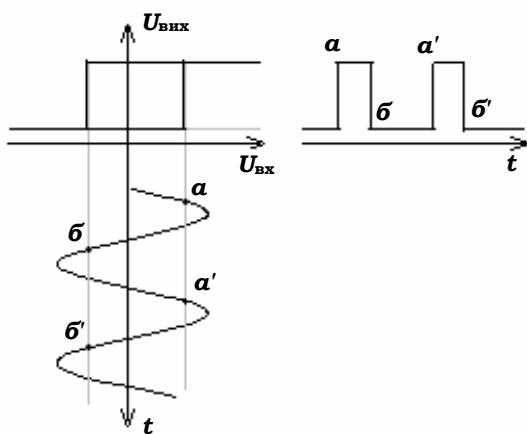


Рис. 3.56

Тригер Шмідта можна використовувати для перетворення імпульсів з некрутими, довгими фронтами на імпульси з різкими фронтами. Наприклад, на рис. 3.56 зображене, як можна перетворити синусоїду на прямокутні імпульси.

На практиці часто використовують тригер Шмідта з емітерним зв'язком (рис. 3.57), де зв'язок між транзисторами здійснюється через спільний емітерний опір  $R_E$ . У цієї схеми на амплітудній характеристиці також існує гістерезисна петля, яка повністю лежить у межах позитивних значень  $U_{\text{вх}}$ .

(рис. 3.58). Тригер Шмідта з емітерним зв'язком може бути використаний, наприклад, для **амплітудної дискримінації** вхідних імпульсів: він видаватиме на виході відповідь лише на імпульси, більші за  $U_{\text{вх}2}$ , і зовсім не буде реагувати на імпульси, менші від цієї величини.

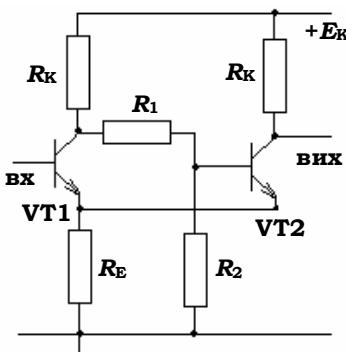


Рис. 3.57

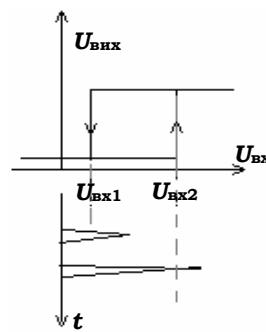


Рис. 3.58

**КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Чому схема симетричного тригера, зображена на рис. 3.49, б, не може перебувати в симетричному режимі?
2. Запропонуйте, як вдосконалити схему (рис. 3.49, б), щоб для живлення тригера можна було б обійтися однополярним (позитивним) джерелом.
3. Чому при виконанні нерівностей (3.28) та (3.29) не слід брати надто великі запаси?
4. Чи може функціонувати тригер, якщо його відкритий транзистор не перебуватиме в режимі насищення?
5. Чому для побудови схеми тригера (рис. 3.50, а) бажано застосувати кремнієві, а не германієві транзистори?
6. Чому у схемі, зображеній на рис. 3.50, б, бажано застосувати МДН-транзистори з індуктованим, а не вбудованим каналом?
7. Для чого в тригерах рекомендується шунтувати опір зв'язку  $R_1$  невеликою ємністю (рис. 3.51)?
8. Чому для керування тригером краще подавати позитивний імпульс на базу закритого транзистора, а не негативний – на базу відкритого?
9. Які переваги має схема, зображена на рис. 3.53, порівняно із запуском прямим поданням пускових імпульсів на бази транзисторів (рис. 3.51)?
10. Запропонуйте спосіб, яким можна забезпечити постійне відкриття певного транзистора при ввімкненні живлення тригера.
11. Поясніть, чому тригер називають елементом електронної пам'яті.
12. Чому тригер Шмідта називають бістабільним?
13. З якою метою застосовують тригери Шмідта?

**ЗАДАЧІ**

1. У тригерах, зображеному на рис. 3.49,  $R_1 = 20 \text{ кОм}$ ,  $R_2 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R_K = 3 \text{ кОм}$ ,  $E_K = 20 \text{ В}$ ,  $E_B = -2 \text{ В}$ ,  $U_{K\text{нас}} = 0,5 \text{ В}$ ,  $h_{21E} = 40$ . Перевірте виконання умов (3.28) та (3.29).
2. До даних, наведених у задачі № 1 додано  $h_{11E} = 1 \text{ кОм}$ ,  $h_{22E} = 10^{-4} \text{ См}$ . Перевірте виконання умови (3.32).
3. Використовуючи характеристики транзистора типу КТ201В, визначте, при якому  $R_K$  умова  $U_{BE}^* > U_{K\text{нас}}$  (яка потрібна для успішної роботи схеми, зображеній на рис. 3.50, а) буде виконана? Напруга живлення  $E_K = 10 \text{ В}$ .

### 3.7. ГЕНЕРАТОРИ ЛІНІЙНО ЗМІННОЇ НАПРУГИ

#### 3.7.1. Генерування пилкоподібних імпульсів

**Генератори лінійно змінної напруги** (ГЛЗН), тобто напруги, що зростає пропорційно часу, широко застосовуються в радіоелектронних приладах. Їх використовують, наприклад, в осцилографах для створення горизонтальної розгортки електронного променя. Такі періодичні імпульси лінійно змінної напруги мають вигляд зубців пилки, тому подібні імпульси називають **пилкоподібними** (рис. 3.59).

Створити імпульси за формою, близькою до пилкоподібних, можна за допомогою найпростішої схеми, зображененої на рис. 3.60, а. Короткий позитивний прямокутний імпульс (1) відкриває транзистор, який постійно утримується в закритому стані негативною напругою  $E_B$ . Цим імпульсом ємність  $C$  повністю розряджається через відкритий транзистор. Після закінчення імпульсу (1) транзистор закривається, і ємність  $C$  починає поволі заряджатися через опір  $R$  від джерела  $E$  за законом

$$U_C(t) = E \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right). \quad (3.33)$$

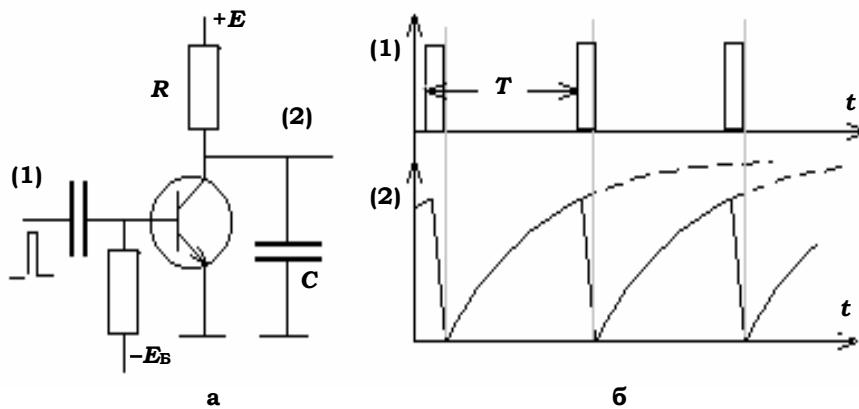


Рис. 3.60

## Основи радіоелектроніки

Для досить малих проміжків часу  $t \ll RC$  експоненту можна розкласти в ряд, зберігаючи лише перші члени:

$$U_C(t) \approx E \frac{t}{RC} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{t}{RC}\right). \quad (3.34)$$

Отже, обірвавши процес заряджання досить рано, при  $T \ll RC$ , можна отримати майже лінійне зростання напруги  $U_C(t)$  у часі, але ціною неповного використання напруги  $E$  і мализни  $U_C(T) = E \frac{T}{RC} \ll E$ . Мірою відхилення закону зміни  $U_C(t)$  від лінійного є другий член у дужках виразу (3.34), який називають **коєфіцієнтом нелінійності**  $\xi$ .

Покращити форму імпульсів і наблизити їх до дійсно пилкоподібних можна, застосувавши замість резистора  $R$  деякий нелінійний опір, струм якого  $I$  слабко залежить (у певних межах) від спаду напруги на цьому опорі, тобто елемент з великим диференціальним опором  $R_D$ . Тоді струм, що заряджає ємність  $C$ , буде майже незмінним, і напруга на ній зростатиме пропорційно до часу:

$$U_C(t) \approx \frac{I}{C} t.$$

Коефіцієнт нелінійності дорівнюватиме  $\xi = \frac{1}{2} \frac{T}{R_D C}$ . Таким нелінійним опором може бути транзистор, увімкнений за схемою зі спільною базою або струмове дзеркало.

### 3.7.2. Генератори лінійно змінної напруги з позитивним зворотним зв'язком

Недоліком схеми ГЛЗН є недостатня лінійність і порівняно вузькі межі вихідної напруги, у яких ця лінійність може вважатися задовільною. Тому для покращання лінійності генерованих імпульсів застосовують спеціальні схеми зі зворотним зв'язком, наприклад, схему з позитивним зворотним зв'язком. Ідею роботи такої схеми можна зрозуміти з рис. 3.61.

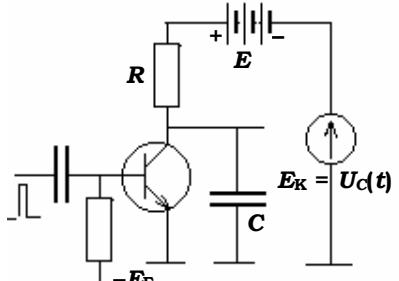


Рис. 3.61

### Розділ 3. Генератори електричних сигналів

Схема, що зображена на рис. 3.61, подібна до попередньої, з тою лише відмінністю, що заряджання ємності  $C$  відбувається від джерела постійної напруги  $E$  та послідовно ввімкненого з ним джерела змінної напруги  $E_K$ , яке повторює величину напруги на ємності  $C$ . Тому при зростанні напруги  $U_C$  настільки ж зростатиме й напруга, що його заряджає. Спад напруги на опорі  $R$  підтримується незмінним і рівним  $E$ , отже і струм  $I$ , що через нього буде текти та заряджати ємність  $C$ , зберігатиметься також незмінним.

Реальну схему, що працює за цим принципом, зображену на рис. 3.62. У початковому стані транзистор VT1, що виконує роль ключа, відкритий і перебуває в насыченому стані. Комутуючий діод D відкритий. Початкова напруга  $U_0$  на конденсаторі  $C_0$  мала, як і вхідна та вихідна напруги емітерного повторювача, складеного на транзисторі VT2. Конденсатор  $C_0$  має велику ємність і заряджений майже до напруги  $E$  через діод D. При поданні на вхід схеми негативного керуючого імпульсу тривалістю  $t_p$  транзистор VT1 закривається, і конденсатор  $C$  починає заряджатися від джерела  $E$  через резистор  $R$  і діод D.

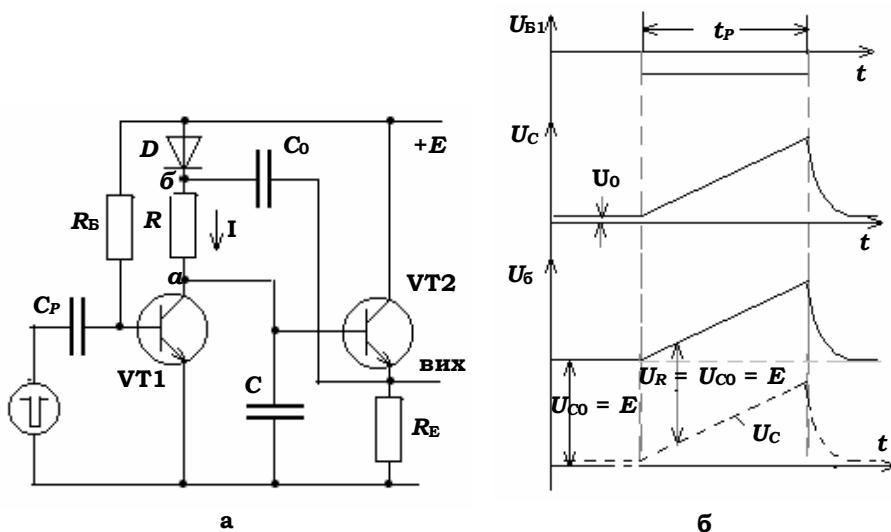


Рис. 3.62

Напруга на виході емітерного повторювача починає відповідно зростати. Ця зміна через ємність  $C_0$  передається в точку "б", потенціал якої є сумою напруг  $U_{C_0} + U_{\text{вих}}$ . У міру заряджання конденсатора  $C$  потенціал точки "б" за абсолютною величиною стає більшим за  $E$ , діод D

## Основи радіоелектроніки

---

закривається, і конденсатор  $C$  продовжує заряджатися через резистор  $R$  уже від вихідної напруги емітерного повторювача та конденсатора  $C_0$ , який завдяки своїй великій ємності працює як гальванічна батарея з ЕРС, близької до  $E$ . При цьому зарядний струм  $I$  зберігається майже незмінним, оскільки, наскільки зростає напруга  $U_C$ , настільки ж збільшується напруга  $U_{\text{вих}}$ . Це забезпечується тим, що коефіцієнт передачі емітерного повторювача  $k$  близький до одиниці.

Коли ж напруги  $U_C$  та  $U_{\text{вих}}$  наближатимуться до  $E$ , колекторно-емітерна напруга живлення транзистора VT2 стає настільки малою, що емітерний повторювач перестає нормальню функціонувати, і лінійність зростання  $U_C$  порушується. На цьому процес створення лінійно зростаючого імпульсу слід припинити, що й обумовлює потрібну тривалість вхідного керуючого імпульсу  $t_p$ .

По закінченні вхідного імпульсу починається стадія відновлення, протягом якої конденсатор  $C$  розряджається через відкритий транзистор VT1. Наприкінці цього розряду діод  $D$  відкривається й починається дозарядження конденсатора  $C_0$  від джерела  $E$  через діод  $D$  і резистор  $R_E$ . Після відновлення заряду на  $C_0$  схема набуває свого по-переднього стану й готова до генерації наступного імпульсу.

Для кількісного аналізу роботи даної схеми ГЛЗН складемо вираз для зарядного струму ємності  $C$ :

$$I = \frac{U_{C_0} + U_{R_E} - U_C}{R} \approx \frac{E + kU_C - U_C}{R} = C \frac{dU_C}{dt} \text{ } ^{13}.$$

Звідси низкою нескладних перетворень одержуємо диференціальне рівняння для  $U_C$ :

$$\frac{RC}{1-k} \frac{dU_C}{dt} + U_C = \frac{E}{1-k}.$$

Його розв'язком буде

$$U_C(t) = \frac{E}{1-k} \left[ 1 - e^{-\frac{t(1-k)}{RC}} \right].$$

Отриманий вираз подібний до (3.33), хоча тепер стала часу буде у  $(1-k)^{-1}$  разів більшою за попередню. У стільки ж разів збільшується й

---

<sup>13</sup> Відгалуженням струму на вхід емітерного повторювача нехтуємо, вважаючи його вхідний опір дуже великим.

напруга, яка заряджає ємність  $C$ . У результаті при тій самій  $U_C(T)$  коефіцієнт нелінійності  $\xi$  буде в  $(1 - k)^{-1}$  разів меншим від попереднього. Наприклад, якщо взяти як  $k$  типове для емітерного повторювача значення  $k = 0,95$ , то лінійність покращується в 20 разів.

### 3.7.3. Генератори лінійно змінної напруги з негативним зворотним зв'язком

Іншим варіантом покращання роботи ГЛЗН є застосування негативного зворотного зв'язку. Ідея роботи цієї схеми полягає в тому, що вихід підсилювача через конденсатор  $C$  з'єднується з його входом (рис. 3.63). Вважається, що підсилювач має коефіцієнт підсилення  $k$  та інвертує фазу сигналу, отже зворотний зв'язок через ємність  $C$  буде негативним. Вхідний опір підсилювача вважається великим (струм на вхід підсилювача не відгалужується), а вихід залишається ненавантаженим.

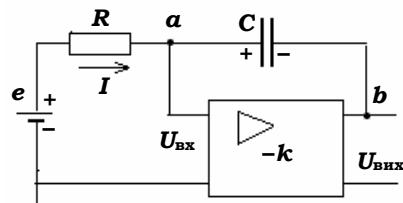


Рис. 3.63

Нехай конденсатор  $C$  заряджається через опір  $R$  від джерела напруги  $e$ . При цьому зарядний струм  $I$  має зменшуватися, а потенціал точки "a" підвищується. Але, оскільки підсилювач інвертує вхідний сигнал, його вихідна напруга має зменшуватися. Це зниження через ємність  $C$  передається в точку "a" і її потенціал має знижуватися майже настільки ж, наскільки зростає напруга на ємності (оскільки  $U_{\text{вх}} \ll |U_{\text{вих}}|$ ).

Незважаючи на зміни напруги  $U_C$ , потенціал точки "a" повинен ані збільшуватися, ані зменшуватися, тоді і спад напруги на опорі  $R$  має зберігатися незмінним, а отже, і струм  $I$ , що протікає через нього та ємність  $C$ , має зберігатися незмінним і приводити до лінійності зростання в часі напруги  $U_C$ . Усе це може тривати доти, доки  $U_{\text{вих}}$  не наблизиться до такого низького рівня, що підсилювач перестає нормально функціонувати. На цьому процес лінійного зростання  $U_C$  припиняється.

Вищепередені міркування можна підтвердити нескладним розрахунком. Очевидно, що  $\Delta U_{\text{вх}} = \Delta U_C + \Delta U_{\text{вих}}$  і  $\Delta U_{\text{вх}} = -\frac{\Delta U_{\text{вих}}}{|k|}$ . Звідси

## Основи радіоелектроніки

---



---

випливає, що  $\Delta U_{\text{вх}} = \frac{\Delta U_C}{1 + |k|}$  і при великих  $|k|$  напруга  $U_{\text{вх}}$  майже не змінюється при змінах  $U_C(t)$ . Отже, і струм  $I = \frac{E - U_{\text{вх}}}{R} = C \frac{dU_C}{dt}$  зберігається майже незмінним при змінах  $U_C$ , яке має при цьому зростати за лінійним законом. Це забезпечується тим, що  $\Delta U_{\text{вих}} = \Delta U_C \frac{|k|}{1 + |k|}$  і при великих  $|k|$  наскільки заряджається ємність, настільки ж зменшується і "йде вниз" потенціал точки "б" на виході підсилювача.

Вплив негативного зворотного зв'язку через ємність  $C$  можна більш докладно проаналізувати, скориставшись визначенням для напруги  $U_{\text{вих}}(t)$ . Із рис. 3.63 очевидно, що заряджувальний струм дорівнює

$$I = \frac{E - U_{\text{вх}}}{R} = C \frac{d(U_{\text{вх}} - U_{\text{вих}})}{dt}. \quad (3.35)$$

Оскільки,  $U_{\text{вх}} = -\frac{U_{\text{вих}}}{k}$ , рівняння (3.35) перепишеться у вигляді<sup>14</sup>

$$\frac{-kE - U_{\text{вих}}}{-kR} = C \frac{d\left(\frac{U_{\text{вих}}}{-k} - U_{\text{вих}}\right)}{dt}.$$

Після певних спрощень останнього виразу отримуємо диференціальне рівняння для  $U_{\text{вих}}$ :

$$RC(1+k) \frac{dU_{\text{вих}}}{dt} + U_{\text{вих}} = -kE.$$

Його розв'язком буде

$$U_{\text{вих}}(t) = -kE \left[ 1 - e^{-\frac{t}{RC(1+k)}} \right].$$

Отже, і тут стала часу збільшується в  $1 + k$  разів, а заряджувальна напруга буде начебто в  $k$  разів більшою за  $E$ . Це призведе до відповідного зменшення коефіцієнта нелінійності в  $1 + k$  разів.

Реальну схему ГЛЗН з негативним зворотним зв'язком зображенено на рис. 3.64, а. Негативний зворотний зв'язок здійснюватиметься за допо-

<sup>14</sup> Тут і далі  $k$  береться за абсолютною величиною.

### Розділ 3. Генератори електричних сигналів

могою конденсатора  $C$ , увімкненого між колектором і базою транзистора. У коло бази ввімкнено резистор  $R_1$ , джерело напруги  $E_B$  і діод  $D$ . Схему запускають за допомогою позитивних прямокутних імпульсів.

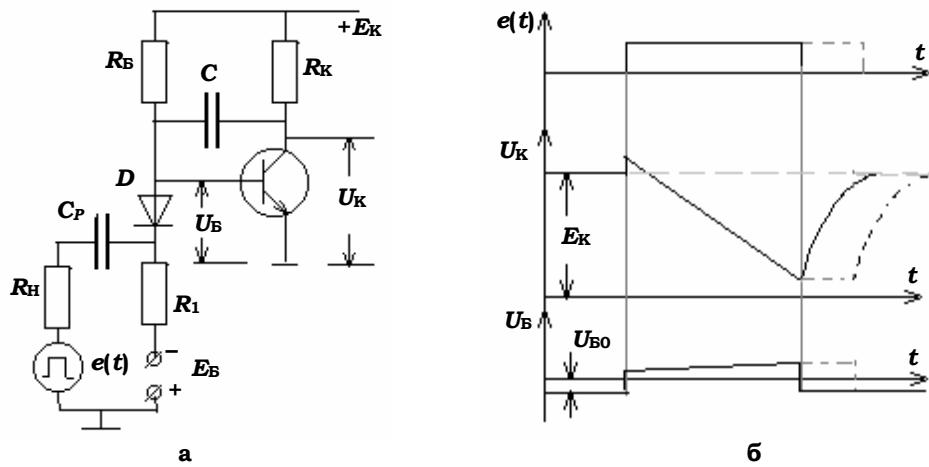


Рис. 3.64

У початковому стані діод  $D$  відкритий, а транзистор закритий негативною напругою, що створюється джерелом  $E_B$ . Конденсатор  $C$  заряджений до напруги  $U_{C0} \approx E_K$ . При надходженні на вход позитивного керуючого імпульсу  $e(t)$  достатньої величини діод  $D$  закривається, транзистор відкривається (завдяки опору  $R_B$ ) і починається процес розрядження ємності  $C$  через транзистор, джерело  $E_K$  і резистор  $R_B$ . У момент надходження керуючого імпульсу потенціал бази транзистора трохи збільшується (приблизно на  $U_{B0}$ ). Оскільки напруга на ємності  $C$  не може миттєво змінитися, цей стрибок напруги передається в коло колектора, де  $U_K$  стрибком збільшується на таку саму величину.

Завдяки дії негативного зворотного зв'язку конденсатор  $C$  розрядається, як було доведено вище, майже постійним струмом. При цьому напруга  $U_K$  лінійно зменшується, а напруга  $U_B$  лінійно збільшується, але на дуже малу величину. Гарантією лінійності цих процесів є великий коефіцієнт підсилення  $k$ , що його забезпечує транзистор.

Робоча стадія закінчується після закінчення керуючого імпульсу. Транзистор через діод  $D$  закривається, а ємність  $C$  заряджається від джерела  $E_K$  через резистори  $R_K$ ,  $R_1$ , джерело  $E_B$  і відкритий діод. Після закінчення заряду ємності схема готова до нового циклу.

## Основи радіоелектроніки

---

Усе буде добре, якщо напруга  $U_K$  у своєму зниженні не наблизиться до нуля настільки, щоб транзистор увійшов у режим насилення. Зрозуміло, що тоді лінійний процес зміни  $U_K$  припиниться. Так буде, якщо керуючий імпульс буде занадто довгим, отже, його треба припинити, не доводячи транзистор до насилення.

Описана схема дозволяє отримувати імпульси лінійно змінної напруги, величина яких майже дорівнює напрузі живлення  $E_K$ , і при тому завдяки великому коефіцієнту підсилення мати коефіцієнт нелінійності менше 1 %.

### 3.7.4. Фантастрон

Певним недоліком розглянутих вище ГЛЗН з позитивним або негативним зворотним зв'язком є те, що для своєї роботи вони потребують прямокутних керуючих імпульсів, тривалість яких має бути узгодженою із часом досягнення робочим транзистором насиленого стану. При меншій тривалості керуючого імпульсу не вся напруга живлення буде використана для формування пилкоподібного імпульсу, а при більших тривалостях робочий транзистор входить у насилення, і лінійна зміна вихідної напруги переходить у горизонтальну ділянку (рис. 3.64, б). Тому кращим у цьому сенсі є так званий **фантастрон** – схема ГЛЗН, що працює в очікувальному режимі й запускається коротким пусковим імпульсом, а імпульс, що керує робочим транзистором і визначає тривалість та амплітуду пилкоподібного імпульсу, виробляє сама схема.

Цикл роботи фантастрона складається з п'яти стадій:

- стану спокою, коли схема готова до спрацьовування та очікує на пусковий імпульс;
- стадії запуску, протягом якої схема в лавиноподібному режимі переходить від стану спокою до робочого стану;
- робочої стадії, протягом якої відбувається розрядження робочої ємності й виробляється пилкоподібний імпульс напруги;
- стадії зворотного перекидання, коли схема знову ж таки лавино-подібно виходить з робочої стадії;
- стадії відновлення, протягом якої заряд робочої ємності відновлюється, і схема встановлюється у стан спокою.

Один з варіантів схеми фантастрона зображенено на рис. 3.65.

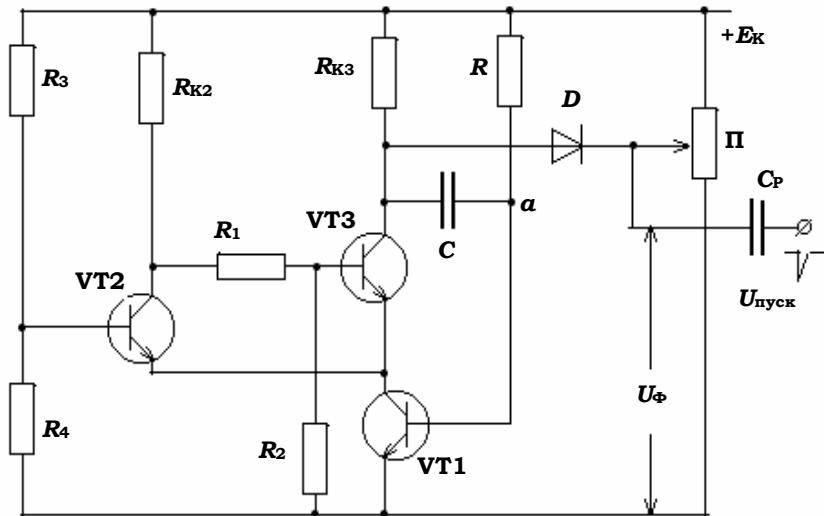


Рис. 3.65

Генерація пилкоподібного імпульсу протягом робочої стадії відбувається через внутрішній негативний зворотний зв'язок, що охоплює робочий транзистор VT3, подібно до того, як це робилося у схемі ГАЗН з негативним зворотним зв'язком. А лавиноподібні процеси запуску та зворотного перекидання здійснюються через позитивний зворотний зв'язок, який створюється через кола допоміжних транзисторів VT1 та VT2.

**Початкова стадія (стадія спокою).** Елементи схеми (тобто опори, що входять до її складу) підібрані так, щоб транзистори VT1 та VT2 перебували в насиченому стані. Тоді можна вважати, що напруги на всіх електродах (колекторі, базі та емітері) однакові, і ці транзистори начебто "стягаються" в одну точку. Напруга  $U_{B1}$ , створювана резистором  $R$ , передається на емітер VT3, а на його базу подається ця сама напруга, але поділена дільником  $R_1R_2$ . Отже, напруга на базі VT3 буде меншою (нижчою), ніж на його емітері, і транзистор VT3 буде закритим.

**Запуск фантастрона.** Запуск фантастрона здійснюється коротким негативним імпульсом  $U_{пуск}$ , що надходить через розділовий конденсатор  $C_P$ , діод  $D$  та ємність  $C$  на базу транзистора VT1. Транзистор VT1 прикривається, напруга на його колекторі стає позитивнішою, що приводить до прикривання транзистора VT2 (оскільки його базова напруга фіксована дільником  $R_3R_4$ ). Напруга на колекторі VT2

## Основи радіоелектроніки

---

зростає, це призводить до збільшення напруги на базі VT3, і останній відкривається<sup>15</sup>.

Відкривання VT3 призводить до зменшення напруги на його колекторі. Це зменшення передається через ємність С на базу VT1. Виникає позитивний регенеративний процес, у результаті якого транзистор VT2 закривається, а транзистори VT1 та VT3 залишаються відкритими. Весь колекторний струм транзистора VT3 протікатиме через транзистор VT1.

**Робоча стадія.** У розглянутій схемі ГЛЗН з негативним зворотним зв'язком ємність С увімкнено безпосередньо між колектором і базою робочого транзистора (рис. 3.64). У схемі фантастрона в міру зарядження ємності С через резистор R зміни (зростання) потенціалу точки "a" (див. рис. 3.63), підсилені транзистором VT1, подаються в інвертованій полярності на емітер VT3. Оскільки базовий потенціал VT3 фіксований дільником  $R_1R_2$ , то можна вважати, що зміни напруги на колекторі VT1, знову ж таки в інвертованому вигляді, подаються на базу VT3, і тим самим відтворюють зміни напруги точки "a". Отже, через транзистори VT1 та VT3 утворюється негативний зворотний зв'язок, який і стабілізує струм розрядження ємності С. Таким чином, на робочій стадії схема фантастрона зводиться до розглянутого вище ГЛЗН з негативним зворотним зв'язком. Імпульс напруги, що лінійно змінюється (знижується) у часі, може бути знятий з колектора VT3.

**Зворотне перекидання.** Протягом робочої стадії потенціал точки "a" поволі (але не сильно) зростає, а напруга на колекторі VT1 відповідно знижується. Робоча стадія закінчується в той момент, коли напруга  $U_{K1}$  знизиться так, що стане меншою від  $U_{B2}$  (яка визначається дільником  $R_3R_4$ ). База VT2 стане позитивнішою за його емітер, і транзистор VT2 відкриється. Зниження потенціалу на його колекторі передається на базу VT3 і останній почне закриватися. Напруга  $U_{K3}$  зростатиме, це зростання через ємність С передається на базу VT1. Напруга на його колекторі почне знижуватися, що призведе до ще сильнішого відкривання VT2. Утворюється позитивний зворотний зв'язок через транзистори VT1, VT2 та VT3. Цей процес розвиватиметься лавиноподібно доти, доки транзистор VT3 не закриється, а VT1 та VT2 не відкриються до насичення.

<sup>15</sup> Позитивний приріст напруги на базі VT3 буде більший, аніж позитивний приріст на його емітері, оскільки останній підсилюється транзистором VT2, хоча й дещо зменшується дільником  $R_1R_2$ .

**Стадія відновлення.** На стадії відновлення конденсатор  $C$  заряджається від джерела  $E_K$  через резистор  $R_{K3}$  і базово-емітерний переход транзистора VT1. Напруга на  $C$  експоненційно прямує до  $E_K$  зі сталою часу  $R_{K3}C$ . Якщо фіксуючий потенціал  $U_\Phi < E_K$ , то процес заряджання ємності  $C$  припиниться, коли  $U_{K3}$  доросте до напруги  $U_\Phi$  (яка встановлюється потенціометром  $\Pi$ ). Тоді діод  $D$  відкривається, і фантастрон стане знову готовий до сприйняття пускового імпульсу. При цьому транзистори VT1 та VT2 будуть відкритими до насичення, а VT3 – закритим. Отже, схема встановлюється в початковий стан.

Оскільки напругою  $U_\Phi$  можна регулювати початковий потенціал  $U_{K3}$  і заряд ємності  $C$ , то таким чином можна встановлювати тривалість робочої стадії фантастрона (а також і величину згенерованого пилкоподібного імпульсу).

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Які імпульси називають пилкоподібними? Чому в них така назва?
2. За яким загальним принципом працюють генератори лінійно змінної напруги?
3. Чому в ГЛЗН, схему якого зображено на рис. 3.60, *a*, величина генерованого імпульсу  $U_C(T)$  має бути набагато меншою від напруги живлення  $E$ ?
4. Як можна покращити форму імпульсів, генерованих схемою, що зображена на рис. 3.60, *a*?
5. Удосконалте схему ГЛЗН з попередньої задачі, увімкнувши замість опору  $R$  струмове дзеркало.
6. У чому полягає ідея роботи ГЛЗН з позитивним зворотним зв'язком?
7. Навіщо у схемі, зображеній на рис. 3.62, *a*, необхідний діод  $D$ ? З яких міркувань обирається у цій схемі ємність  $C_0$ ?
8. Чим визначається оптимальна тривалість керуючого імпульсу  $t_p$ ? Що буде, якщо тривалість  $t_p$  буде меншою або більшою від оптимальної?
9. Яким процесом визначається тривалість етапу відновлення схеми з рис. 3.62?
10. Доведіть, що струм  $I$ , який заряджає ємність  $C$  у схемі, зображеній на рис. 3.63, зберігається майже незмінним у часі?

## Основи радіоелектроніки

---

11. Для чого у схемі, зображеній на рис. 3.64, встановлено діод  $D$ ?
12. До якого рівня може безперешкодно знижуватися напруга  $U_K$  на виході ГЛЗН, зображеного на рис. 3.64?
13. Яким процесом визначається час відновлення схеми, зображеній на рис. 3.64?
14. Які переваги має фантастрон порівняно з попередньо розглянутими ГЛЗН?
15. У якому стані перебувають транзистори VT1, VT2, VT3 у схемі фантастрона, що перебуває у стані спокою?
16. Як відбувається запуск фантастрона?
17. У якому стані перебувають транзистори VT1, VT2, VT3 у схемі фантастрона на його робочій стадії (тобто, коли він генерує пилкоподібний імпульс)? Проведіть аналогію з ГЛЗН з негативним зворотним зв'язком (рис. 3.64, а).
18. Чим визначається тривалість пилкоподібного імпульсу, утворюваного фантастроном?
19. Як можна регулювати тривалість імпульсів, утворюваних фантастроном?

## ЗАДАЧІ

1. У генераторі пилкоподібних імпульсів, схему якого зображено на рис. 3.60, а,  $R = 10 \text{ кОм}$ ,  $C = 10 \text{ нФ}$ ,  $E = 50 \text{ В}$ ,  $T = 2 \cdot 10^{-5} \text{ с}$ . Якої величини будуть генеровані імпульси? Який вони мають коефіцієнт нелінійності?
2. У генераторі пилкоподібних імпульсів, дані про якого містяться в попередній задачі, опір відкритого до насиження транзистора становить  $r = 30 \text{ Ом}$ . Якою має бути тривалість імпульсу, що відкриває транзистор?
3. У скільки разів можна у схемі ГЛЗН з позитивним зворотним зв'язком збільшити тривалість імпульсу  $T$  порівняно зі схемою, зображену на рис. 3.60, а, щоб коефіцієнт нелінійності  $\xi$  не перевищував 2 %. Яким буде при цьому величина генерованих імпульсів? Коефіцієнт передачі емітерного повторювача  $k = 0,95$ . Величини  $R, C$  та  $E$  такі самі, як і в задачі № 1.
4. У схемі ГЛЗН з негативним зворотним зв'язком (рис. 3.64, а)  $E_K = 20 \text{ В}$ ,  $R_B = 10^4 \text{ кОм} = 10 \text{ нФ}$ . Коефіцієнт підсилення  $k = 100$ . Напругу  $U_K$  можна знижувати до напруги насиження транзистора  $U_{K\text{нас}} \approx 0,5 \text{ В}$ . Якою має бути при цьому тривалість керуючого імпульсу? Яким буде коефіцієнт нелінійності?

### 3.8. БЛОКІНГ-ГЕНЕРАТОР

**Блокінг-генератор** – це релаксаційний генератор імпульсів, регенеративний процес у якому здійснюється однокаскадним підсилювачем з трансформаторним позитивним зворотним зв'язком (рис. 3.66). Він служить для генерації коротких (від кількох наносекунд) імпульсів майже прямоугольної форми з великою шпаруватистю. Саме велика шпаруватисть є відмінною й корисною особливістю блокінг-генератора. При формуванні імпульсу блокінг-генератор працює в надто напруженому режимі, тому потужність генерованих імпульсів може бути дуже великою.

Як і в мультивібраторі, цикл роботи блокінг-генератора складається з чотирьох стадій:

- створення переднього фронту імпульсу;
- генерації плоскої верхівки імпульсу;
- створення заднього фронту;
- стадії відновлення.

Він починається з того, що напруга на базі стає трохи позитивною, і транзистор відкривається. Збільшення колекторного струму призводить до зменшення наруги на колекторі. Оскільки обмотки трансформатора ввімкнені назустріч одна одній (для створення позитивного зворотного зв'язку), напруга на базі підвищується. Це призводить до подальшого збільшення колекторного струму та зменшення напруги на колекторі. Цей регенеративний процес розвивається дуже швидко й лавиноподібно доти, доки транзистор не досягне глибокого стану насищення, при якому напруга на колекторі зменшується до кількох десятих часток вольта (рис. 3.67).

Увійшовши в насищення, транзистор втрачає керуючу здатність, і далі починається стадія формування

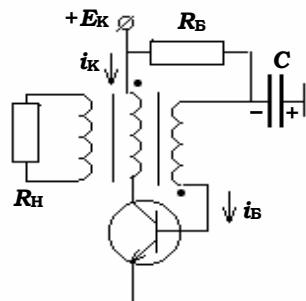


Рис. 3.66

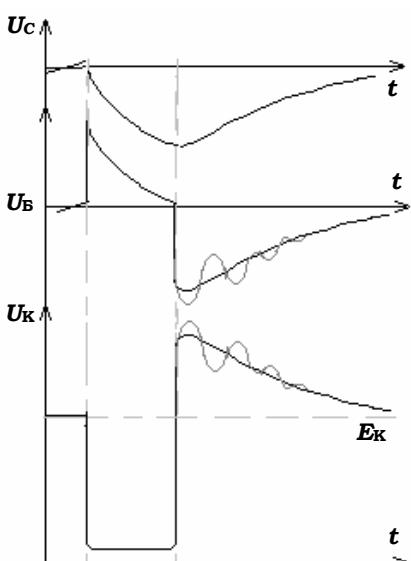


Рис. 3.67

## Основи радіоелектроніки

---

верхівки імпульсу. Незмінна напруга на колекторі підтримується за рахунок зростання струму, що намагнічує осердя трансформатора. Дійсно, щоб підтримувати колекторну напругу незмінною, магнітний потік  $\Phi$  в осерді трансформатора має зростати лінійно в часі:

$$e = \frac{d\Phi}{dt} = L \frac{di_M}{dt},$$

де  $e$  – ЕРС, що протидіє напрузі  $E_K$ ,  $L$  – індуктивність осердя трансформатора,  $i_M$  – струм намагнічування. Зростання струму  $i_M$  забезпечується за рахунок зростання струму колектора (або зменшення струму бази, який створює зустрічний магнітний потік в осерді трансформатора)<sup>16</sup>. Цей процес зростання  $i_K$  і підтримання  $U_K$  та  $U_B$  незмінними мав би тривати доти, доки феромагнітне осердя не стане насиченим. У дійсності ж, цього зазвичай не буває. Базовий струм, що протікає через ємність  $C$ , збільшує на ній  $U_C$  напругу та знижує потенціал бази. По досягненні  $U_B \approx 0$  транзистор закривається й колекторний струм припиняється. Час, протягом якого потенціал бази знижується до нульового значення, має порядок сталої часу  $r_B C$ , де  $r_B$  – середнє значення опору в колі база – емітер (він буває здебільшого порядку кількох десятків або сотень омів). Таким чином, тривалість імпульсу виявляється порядку цієї сталої часу<sup>17</sup>.

Зменшення струму в колі колектора викликає зворотний регенеративний процес, при якому напруга на базі зменшується й стає негативною, а на колекторі зростає. Цей лавиноподібний процес відбувається дуже швидко (за частки мікросекунди) і призводить до повного припинення колекторного струму. Але магнітна енергія, що накопичилася в осерді, не може миттєво зникнути. Вона реалізується у формі переходного процесу, що приводить до позитивного викиду колекторної напруги та коливань у колах колектора та бази на паразитних параметрах трансформатора й транзистора. Цей процес можна загасити й перевести в аперіодичну форму, збільшивши навантаження в колі навантажувальної обмотки трансформатора (тобто, зменшивши

<sup>16</sup> При цьому струм колектора не має перевищувати максимальну допустимого значення  $I_{K\text{доп}}$ , тобто необхідне виконання умови  $L > \frac{E_K \tau}{I_{K\text{доп}}}$ , де  $\tau$  – тривалість імпульсу.

<sup>17</sup> Інколи для регулювання тривалості імпульсу в колі бази вмикають невеликий додатковий опір, який може подовжити імпульс.

### Розділ 3. Генератори електричних сигналів

навантажувальний опір  $R_H$ ). Інколи для радикального придушення коливного процесу та зменшення викиду наприкінці згенерованого імпульсу колекторну обмотку шунтують діодом, що відкривається, коли  $U_K$  перевищує  $E_K$ .

Далі починається стадія відновлення, тобто пауза між генерованими імпульсами. Заряд, що накопичився в ємності  $C$ , починає повільно стікати через опір  $R_B$ , а напруга на базі зростає, прямуючи до  $+E_K$ . У момент, коли напруга  $U_B$  перейде через нуль і стане трохи позитивною, транзистор відкривається й починається новий цикл роботи блокінг-генератора. Тривалість паузи має порядок сталої часу  $R_B C$ , тобто шпаруватість визначається співвідношенням  $R_B / r_B$ , і при великих  $R_B$  може бути набагато більшою за одиницю.

Певним недоліком блокінг-генератора, що працює в автоколивному режимі, є погана стабільність періоду, тому досить часто використовують блокінг-генератор у очікувальному режимі. Позитивний пусковий імпульс може подаватися безпосередньо на базу, підперту негативною запираючою напругою, але при цьому генерований імпульс впливатиме на коло запуску. Тому краще передбачити розв'язування кола пускового імпульсу щодо блокінг-генератора. Подібну схему зображено на рис. 3.68, де база підперта негативною напругою  $E_3$ , а негативний пусковий імпульс  $U_{\text{пуск}}$  подається на колектор через діод  $D$ . Пусковий імпульс трансформується в коло бази як позитивний і, перевищивши запірну напругу  $E_3$ , провокує запуск блокінг-генератора, але згенерований негативний імпульс з кола колектора в коло запуску через діод не потрапляє.

Схему на рис. 3.68 можна використати й для синхронізації роботи автоколивного блокінг-генератора. Із цією метою синхроімпульси з періодом трохи меншим від власного періоду блокінг-генератора по дають раніше того моменту, коли б блокінг-генератор мав відкриватися самостійно. Тоді частота спрацьовування блокінг-генератора на в'язується синхроімпульсами, і період його роботи визначається частотою цих синхроімпульсів.

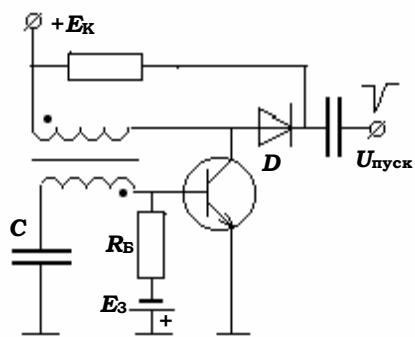


Рис. 3.68

**КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Які корисні властивості притаманні блокінг-генератору порівняно з іншими релаксаційними автогенераторами?
2. Як мають бути ввімкнені обмотки трансформатора для створення позитивного зворотного зв'язку?
3. З яких стадій складається цикл роботи блокінг-генератора?
4. Чим зумовлюється створення плоскої негативної верхівки в імпульсі колекторної напруги?
5. З яких компонентів складається струм, що намагнічує осердя трансформатора? Як вони змінюються в часі?
6. Який процес спричиняє закінчення імпульсу та закривання транзистора?
7. Що є причиною коливного перехідного процесу, який виникає по закінченні імпульсу? Як його загасити?
8. Який процес зумовлює час відновлення блокінг-генератора?
9. Чим можна пояснити велику шпаруватість імпульсів, що їх генерує блокінг-генератор?
10. Навіщо у схемі очікувального блокінг-генератора (рис. 3.68.) ставиться діод  $D$ ?

**ЗАДАЧА**

1. У блокінг-генераторі середнє значення вхідного опору транзистора  $r = 50 \text{ Ом}$ , опір  $R = 150 \text{ кОм}$ , ємність  $C = 60 \text{ нФ}$ . Оцініть тривалість імпульсів, що їх генерує блокінг-генератор, та їх шпаруватість.

## **РОЗДІЛ 4**

# **ПРИНЦИПИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ**

Одним із найважливіших завдань радіотехніки було й залишається забезпечення зв'язку за допомогою електромагнітних хвиль. Але інформація, яка підлягає передачі, містить у собі зазвичай порівняно низькі частоти. Здійснити пряме випромінювання таких низькочастотних сигналів у вигляді електромагнітних хвиль практично неможливо. Тому для здійснення радіозв'язку використовують принцип модуляції, при якому інформаційні низькочастотні сигнали накладаються на високочастотний сигнал, що виявляється лише засобом для перенесення інформації.

У місці приймання інформації слід здійснити зворотний процес – добути з прийнятого високочастотного сигналу корисний низькочастотний інформаційний сигнал. На шляху сприйнятого високочастотного (ВЧ) сигналу інколи бажано перенести модуляцію на іншу частоту. Усі ці процеси пов'язані з перетворенням спектрів високочастотних і низькочастотних сигналів, і можуть відбуватися лише на нелінійних елементах радіоелектронних схем.

Перший підрозділ даного розділу присвячено розгляду тих нелінійних процесів, які знаходять своє застосування в радіозв'язкових пристроях. Саме цим пристроям присвячено другий підрозділ, у якому розглянуто принципи дії як радіопередавачів, так і радіоприймачів. Нарешті, у третьому й останньому підрозділах розглянуто особливості роботи з фазо- та частотномодульованими сигналами, які все частіше знаходять своє застосування в сучасному радіозв'язку.

## 4.1. ПРОХОДЖЕННЯ СИГНАЛІВ У НЕЛІНІЙНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ

Ми вже мали можливість переконатися в тому, що при проходженні гармонічного сигналу через нелінійний елемент електричного кола його форма зазнає зміни. Зберігаючи періодичність з періодом  $T = 2\pi/\omega$ , він перестає бути синусоїдальним. Подібне спотворення форми можна описати як появу в сигналі вищих гармонічних складових (гармонік) із частотами  $2\omega, 3\omega, \dots, n\omega, \dots$

Якщо сигнал складається не з одної, а кількох гармонічних складових (наприклад, з двох із частотами  $\omega_1$  і  $\omega_2$ ), то комплект частот, тобто спектр сигналу, з проходженням через нелінійний елемент дуже збагачується й ускладнюється. У ньому стануть присутніми не тільки вищі гармоніки вхідних сигналів  $\omega_1, 2\omega_1, 3\omega_1, \dots$  і  $\omega_2, 2\omega_2, 3\omega_2, \dots$ , але й їх комбінаційні складові  $m\omega_1 \pm n\omega_2$ , де  $m, n = 1, 2, 3, \dots$ . Ці процеси широко застосовують для перетворення спектрів у системах радіозв'язку, тому, перш ніж почати розгляд принципів роботи радіопередавальних і радіоприймальних пристрій, слід ознайомитися з питаннями проходження складних сигналів у нелінійних електрических колах.

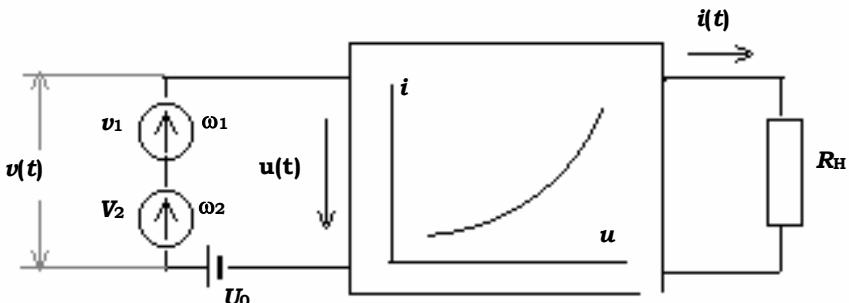


Рис. 4.1

Розглянемо докладніше процес проходження через нелінійний чотириполюсник двох гармонічних сигналів із частотами  $\omega_1$  і  $\omega_2$  (рис. 4.1). Нехай до входу чотириполюсника прикладено змінну напругу

$$v(t) = v_{m1} \cos \omega_1 t + v_{m2} \cos \omega_2 t, \quad (4.1)$$

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

а також постійну напругу  $U_0$  (рис. 4.1). Струм  $i(t)$  на виході чотириполюсника є функцією сумарної напруги  $u(t)$ :

$$i(t) = f[u(t)] = f[U_0 + v(t)], \quad (4.2)$$

де вигляд функції  $f(u)$  визначається прохідною характеристикою нашого чотириполюсника. Вважатимемо, що змінна складова напруги  $v$  набагато менша від її постійної складової:

$$|v(t)| \ll U_0. \quad (4.3)$$

Тоді можна скористатися розкладом функції  $f(u)$  у ряд Тейлора в околі робочої точки  $U_0$ :

$$i(t) = f(U_0) + f'(U_0)v(t) + f''(U_0)v^2(t)/2 + \dots \equiv i_0 + av(t) + bv^2(t) + \dots, \quad (4.4)$$

де  $i_0 = f(U_0)$ ,  $a = f'(U_0)$ ,  $b = f''(U_0)/2$ <sup>1</sup>.

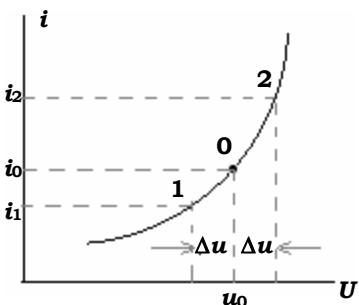


Рис. 4.2

За своїм фізичним змістом величина  $a$  є крутістю прохідної характеристики в околі робочої точки. Щодо величини  $b$ , то вона пропорційна до кривизни функції  $f(u)$  в околі робочої точки, тому надалі будемо називати величину  $b$  **кривизною**. Ці величини можна наближено визначити за трьома точками в околі точки  $O$  (рис. 4.2):

$$a \approx \frac{i_2 - i_1}{2\Delta U}, \quad b \approx \frac{i_1 + i_2 - 2i_0}{2\Delta U^2}.$$

Підставивши (4.1) у (4.4), отримуємо

$$\begin{aligned} i(t) &= i_0 + av_m \cos \omega_1 t + av_m \cos \omega_2 t + bv_{m1}^2 \cos^2 \omega_1 t + \\ &+ 2bv_{m1}v_{m2} \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t + bv_{m2}^2 \cos^2 \omega_2 t \end{aligned} \quad (4.5)$$

і, використовуючи відомі формули тригонометрії

$$\cos^2 \alpha = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega t, \quad \cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)],$$

<sup>1</sup> Члени, вищі квадратичного, уточнюють результат, але нічого принципово нового не додають, тому, зважаючи на нерівність (4.3), можна обірвати ряд (4.4) на квадратичному члені.

## Основи радіоелектроніки

---

---

отримуємо

$$i(t) = i_0 + av_{m1}\cos\omega_1 t + av_{m2}\cos\omega_2 t + b \frac{v_{m1}^2}{2} + b \frac{v_{m1}^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \\ b v_{m1} v_{m2} \cos[(\omega_1 + \omega_2)t] + b v_{m1} v_{m2} \cos[(\omega_1 - \omega_2)t] + b \frac{v_{m2}^2}{2} + b \frac{v_{m2}^2}{2} \cos 2\omega_2 t. \quad (4.6)$$

Як видно, окрім початкових частот  $\omega_1$  і  $\omega_2$ , у спектрі струму виникли другі гармоніки  $2\omega_1$  і  $2\omega_2$ , а також комбінаційні частоти  $\omega_1 + \omega_2$  та  $\omega_1 - \omega_2$ . Постійна складова струму збільшилася на  $\frac{b}{2}(v_{m1}^2 + v_{m2}^2)$ .

Врахування кубічного члена ряду (4.4) привело б до появи складових із частотами  $3\omega_1$  і  $3\omega_2$ , а також нових комбінаційних частот  $2\omega_1 \pm \omega_2$  та  $\omega_1 \pm 2\omega_2$  і деякої зміни амплітуд перших гармонік  $\omega_1$  та  $\omega_2$ .

### 4.1.1. Нелінійні спотворення гармонічного сигналу

Розглянемо випадок, коли присутній лише один сигнал із частотою  $\omega_1$ , тобто  $v_{m2} = 0$ . Хоча періодичність сигналу на виході чотириполюсника зберігається, форма його стає відмінною від синусоїдалальної за рахунок виникнення вищих гармонік. Кількісною мірою такого псування сигналу є так званий **коєфіцієнт нелінійних спотворень**, який ще називають **клірфактором**  $k_f$ :

$$k_f = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots}}{A_1} = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} A_i^2}{A_1}}, \quad i = 2, 3, 4, \dots, \quad (4.7)$$

де  $A_i$  – амплітуда  $i$ -ї гармоніки струму чи напруги на виході пристрою.

Величина клірфактора визначає якість відтворення інформації при проходженні сигналів через систему з нелінійними елементами. Наприклад, мова людини зберігається зрозумілою при  $k_f \leq 20-30\%$ . Музика стає неприпустимо спотвореною при  $k_f$  що перевищує 7-10 %, а для високоякісного відтворення музики  $k_f$  не має перевищувати 1-2 %.

Рівень нелінійних спотворень залежить від номінальної потужності, на яку розрахована радіоапаратура. При її перевищенні клірфактор швидко зростає, тому, щоб отримати якісне відтворення інформації, не слід форсувати величину сигналів, виходячи за межі лінійності апаратури, що використовується.

#### 4.1.2. Помноження частоти

Нелінійні спотворення гармонічного сигналу з частотою  $\omega_1$  можна використати для одержання на виході нелінійного чотириполюсника коливань з частотами  $2\omega_1, 3\omega_1, \dots$  тощо. Для цього чотириполюсник, що являє собою кероване джерело струму  $i(v)$  з нелінійністю, слід навантажити коливним  $LC$ -контуром, настроєним на частоту однієї з вищих гармонік, наприклад, на  $2\omega_1$  (рис. 4.3). Перша гармоніка струму  $i$  (а також інші гармоніки, відмінні від другої) будуть вільно проходити через контур, не створюючи на ньому істотного спаду напруги, тоді як для другої гармоніки контур буде значним еквівалентним опором  $R_{екв}(2\omega_1)$ , і спад напруги на ньому дорівнюватиме

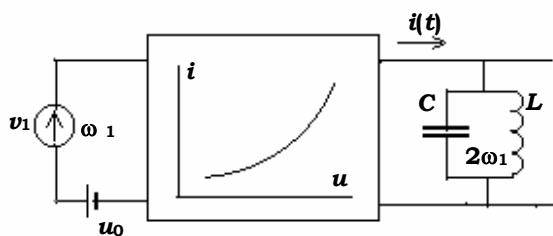


Рис. 4.3

значним еквівалентним опором  $R_{екв}(2\omega_1)$ , і спад напруги на ньому дорівнюватиме

$$v_{вих} = b \frac{v_{m1}^2}{2} R_{екв}(2\omega_1). \quad (4.8)$$

Врахування кубічного члена в (4.4) або (4.5) дозволяє оцінити амплітуду третьої гармоніки в струмі  $i(t)$ , і той спад напруги, який вона може створити на контурі, настроєним на цю гармоніку. Але амплітуда гармонік і ефективність помноження частоти швидко зменшуються зі зростанням номера гармоніки, тому помноження з  $n > 3$  на практиці зазвичай не використовують.

#### 4.1.3. Амплітудна модуляція

**Модуляцією** називають зміну одного з параметрів гармонічного високочастотного сигналу (амплітуди, фази або частоти) відповідно до закону зміни деякого другого низькочастотного сигналу. Наприклад, під **амплітудною модуляцією** (AM) розуміють зміну амплітуди високочастотного сигналу  $v_{m1}\cos\omega_1 t$  (рис. 4.4, а) відповідно до закону зміни деякого низькочастотного сигналу. У даному випадку за такий взято гармонічний сигнал  $v_{m2}\cos\omega_2 t$ , у якого  $\omega_2 \ll \omega_1$  (рис. 4.4, б). У результаті

## Основи радіоелектроніки

ті отримуємо високочастотний сигнал з амплітудою, що змінюється в часі й описується виразом (4.9) (рис. 4.4, в):

$$v(t) = [v_m(1 + m \cos \omega_2 t)] \cos \omega_1 t. \quad (4.9)$$

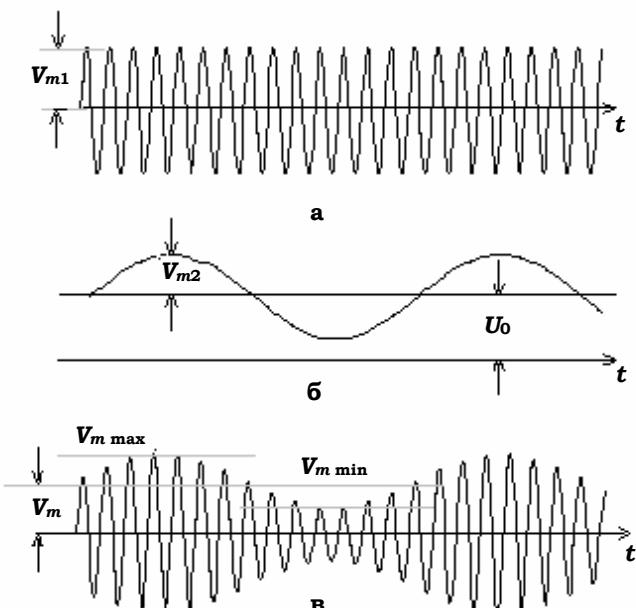


Рис. 4.4

Величину  $m$  називають **глибиною модуляції**, вона дорівнює

$$m = \frac{v_{m\max} - v_{m\min}}{v_{m\max} + v_{m\min}},$$

де  $v_{m\max}$  та  $v_{m\min}$  – найбільше й найменше значення амплітуди модульованих коливань. Величина  $m$  має бути пропорційною до амплітуди низькочастотного сигналу  $v_{m2}$ .

Амплітудну модуляцію можна отримати за допомогою нелінійного елемента, якщо зберегти не тільки частоту  $\omega_1$ , але й близькі до неї комбінаційні частоти  $\omega_1 \pm \omega_2$ . Це можна здійснити за допомогою тієї ж схеми, яку зображено на рис. 4.3, треба тільки настроїти контур на частоту  $\omega_1$ . Але смуга пропускання контуру має бути досить широкою, щоб у ній вклалися комбінаційні частоти  $\omega_1 \pm \omega_2$ , і разом з тим досить вузькою, щоб до неї не потрапили ані низькочастотний сигнал, ані другі гармоніки від  $\omega_1$  і  $\omega_2$  (рис. 4.5). Тоді, вважаючи, що

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

контур являє собою одинаковий еквівалентний опір  $R_{\text{екв}}$  для всіх цих трьох частотних складових<sup>2</sup>, отримаємо вираз для спаду напруги на виході схеми:

$$v_{\text{вих}} = R_{\text{екв}} \left\{ av_{m1} \cos \omega_1 t + bv_{m1} v_{m2} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] \right\} = \\ = [v_m(1 + m \cos \omega_2 t)] \cos \omega_1 t,$$

де  $v_m = av_{m1}R_{\text{екв}}$  і  $m = \frac{2b}{a}v_{m2}$ . Як видно, отримано вираз (4.9) для амплітудно-модульованих коливань. Глибина модуляції, як і було потрібно, виявилась пропорційною до амплітуди низькочастотного сигналу  $v_{m2}$ .

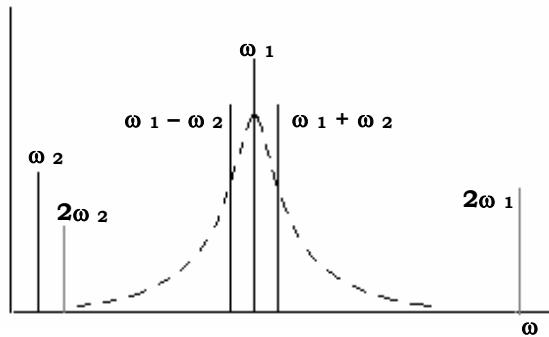


Рис. 4.5

Реально здійснити амплітудну модуляцію можна за допомогою схеми, зображененої на рис. 4.6. Роль нелінійного чотириполюсника в ній відіграє транзистор, увімкнений за схемою СЕ. Якщо видалити з даної схеми трансформатор  $\text{Tr}_2$ , за допомогою якого низькочастотний сигнал вводиться в коло бази, то вона є звичайним резонансним підсилювачем. Робоча точка транзистора встановлюється дільником  $R_1R_2$ , а ємність  $C_2$  підтримує напругу  $U_{R2} = U_0$  постійною в часі. Коефіцієнт такого підсилювача дорівнює  $k = SR_H$ , де  $R_H = R_{\text{екв}} \parallel 1/h_{22e}$ , а  $S$  – крутисть прохідної характеристики транзистора в околі робочної точки.

Новація полягає в тому, що положення робочної точки визначатиметься вже не лише постійною напругою, що утворюється дільником  $R_1R_2$ , але й напругою низькочастотного сигналу з вторинної обмотки

<sup>2</sup> Це буде справедливо, якщо  $\omega_2 \ll \omega_1/Q$ , де  $Q$  – добротність навантажувального контуру.

## Основи радіоелектроніки

трансформатора  $\text{Tr}_2$ . Ця напруга пересуває робочу точку в такт з низькочастотним (НЧ) сигналом вгору й униз по прохідній характеристиці

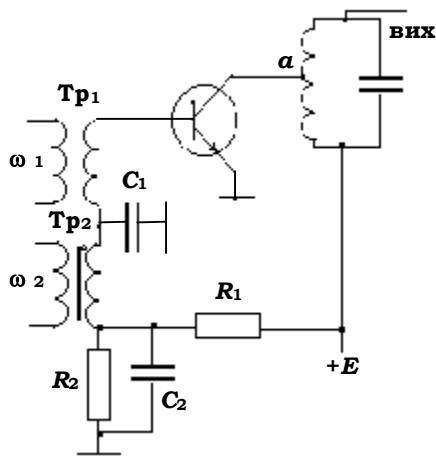


Рис. 4.6

(рис. 4.7, а), переводячи її з області малих значень  $S$  у область, де крутість велика. Відповідно до цього змінюється коефіцієнт підсилення та амплітуда змінної складової напруги на колекторі, досягаючи максимуму в моменти, коли миттєве значення НЧ сигналу  $v_2(t)$  стає максимальним (рис. 4.7, б). Контур виділяє змінні ВЧ складові, близькі за частотою до  $\omega_1$ , і напруга на виході набуде вигляду чистих амплітудномодульованих коливань (рис. 4.7, в)

$$v_{\text{вих}} = v_{m1} R_{\text{екв}} S[v_2(t)].$$

Амплітуда цих коливань змінюється в такт зі змінами крутості  $S$ , яка визначається миттєвим значенням НЧ сигналу  $v_2(t)$ .

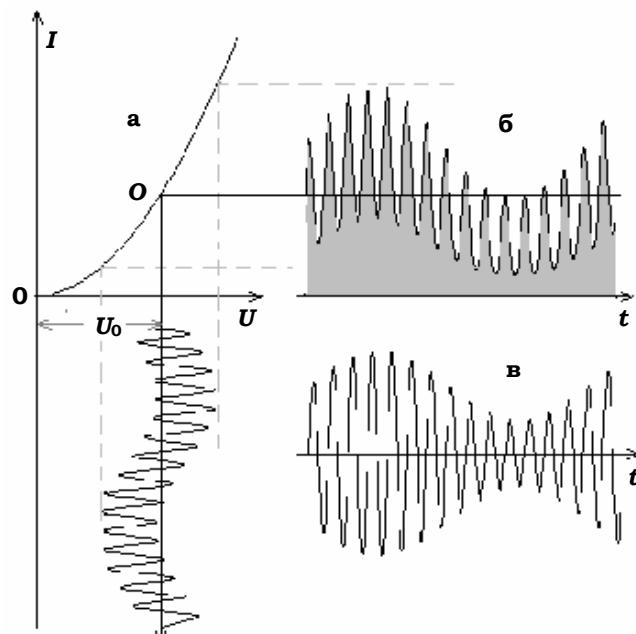


Рис. 4.7

Таким чином, зображену на рис. 4.6 схему можна розглядати як резонансний підсилювач, у якому коефіцієнт підсилення  $k$  керується напругою модулюючого низькочастотного сигналу.

#### 4.1.4. Перетворення частоти

При довільних значеннях частот  $\omega_1$  і  $\omega_2$  утворені комбінаційні частоти  $\omega_1 + \omega_2$  і  $\omega_1 - \omega_2$  можуть далеко відстояти як одна від одної, так і від початкових частот  $\omega_1$  та  $\omega_2$ .

Використовуючи схему, подібну тій, що на рис. 4.6, і настроюючи контур на одну з комбінаційних частот, можна виділити її в чистому вигляді. Цей процес називається **перетворенням частоти**. Напруга перетвореного сигналу дорівнюватиме

$$v^{(\pm)}(t) = R_{\text{екв}}^{\pm} b v_{m1} v_{m2} \cos[(\omega_1 \pm \omega_2)t], \quad (4.10)$$

де  $v_{m1}$  і  $v_{m2}$  – амплітуди вхідних сигналів,  $R_{\text{екв}}$  – еквівалентний опір навантажувального контуру для відповідної комбінаційної частоти. У реальних схемах перетворювачів частоти як нелінійні елементи за звичай використовують транзистори або напівпровідникові діоди.

Важливим фактом є те, що якщо один із взаємодіючих сигналів буде промодульованим за амплітудою, тоді ця амплітудна модуляція повністю переходить на новоутворені комбінаційні частоти. Дійсно, якби амплітуда одного із вхідних сигналів, наприклад,  $v_{m1}$ , була б залежною від часу, то згідно з (4.10) пропорційно до неї змінювалась б і амплітуда комбінаційного сигналу  $v_m^{(\pm)}(t)$ .

На рис. 4.8 показано появу бокових частот у комбінаційних синалах  $\omega_1 \pm \omega_2$  для випадку, коли такі існують у вхідному сигналі із частотою  $\omega_1$ . Таким методом вдається переносити амплітудну модуляцію з одної частоти на іншу. Усе це стосується й частотної модуляції, коли частота одного із вхідних сигналів змінюється в часі.

Нехай, наприклад,  $\omega_1(t) = \omega_{10} + \Delta\omega(t)$ , тоді комбінаційні частоти будуть такими:

$$\omega^{(\pm)} = \omega_{10} + \Delta\omega(t) \pm \omega_{20} = \omega_0^{(\pm)} + \Delta\omega(t),$$

де  $\omega_0^{(\pm)} = \omega_{10} + \omega_2$  – незмінна в часі компонента комбінаційної частоти. Як видно, у комбінаційних частотах будуть присутні ті самі залежні

## Основи радіоелектроніки

від часу доданки частоти  $\Delta\omega(t)$ , як і у вхідному сигналі  $\omega_1(t)$ . Можна довести, що все це буде справедливим і для фазової модуляції.

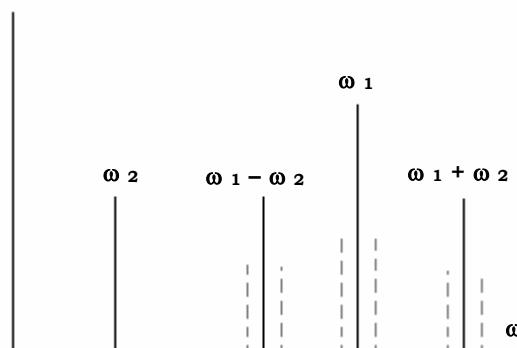


Рис. 4.8

### 4.1.5. Амплітудне детектування

**Детектування** – це процес, обернений до модуляції. Під час такого процесу з модульованого сигналу видобувається низькочастотний сигнал, який, власне, і несе корисну інформацію. Розглянемо деякі методи детектування.

**Синхронне детектування** є не що інше, як вже знайоме нам перетворення частоти для умови, коли  $\omega_1 = \omega_2$ . При цьому, для різницевої частоти  $\cos[(\omega_1 - \omega_2)t] = 1$  і  $v^{(-)}(t) = R_{екв} b v_{m1}(t) v_{m2}$ , тобто вихідна напруга  $v_{m2}^{(-)}(t)$  повторюватиме хід амплітуди модульованого сигналу  $v_{m1}(t)$ .

Якщо йдеться про радіозв'язок, то в місці сприймання має бути невеликий автогенератор (гетеродин), частота якого має точно дорівнювати частоті передавальної радіостанції<sup>3</sup>. Оскільки зберігати таку ідеальну синхронність дуже складно, цей метод не знайшов практичного застосування в радіозв'язку.

Інша справа, коли йдеться про деякі вимірювання, що здійснюються в межах окремої лабораторії. Наприклад, при вимірюванні проходження радіосигналів через деякий об'єкт, який своїми змінами модулює радіохвилі, що проходять через нього (рис. 4.9). Зводячи разом на перетворювачі частоти хвилю, промодульовану об'єктом, та

<sup>3</sup> Якщо  $\omega_1 \neq \omega_2$ , то на різниці цих частот виникатимуть биття, які вноситимуть завади до корисного сигналу.

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

опірну хвилю (незмінної амплітуди), отримуємо сигнал модуляції, створений об'єктом. Цей метод охоче застосовують у багатьох фізичних експериментах.



Рис. 4.9

**Детектування за допомогою нелінійного елемента.** Для розгляду цього процесу слід скористуватися загальним виразом (4.6) для струму через нелінійний елемент. Нехай  $v_{m2} = 0$ , а  $v_{m1}(t)$  є амплітудою високочастотних коливань промодульованих низькочастотним сигналом із частотою  $\omega_2 \ll \omega_1$ :  $v_{m1}(t) = v_m(1 + m\cos\omega_2 t)$ . Фігуруючий у виразі (4.6) член  $bv_{m1}^2 / 2$  матиме вигляд

$$\frac{bv_{m1}^2}{2} = \frac{bv_m^2}{2} + \frac{bv_m^2}{2} 2m \cos \omega_2 t + \frac{bv_m^2}{2} m^2 \cos^2 \omega_2 t. \quad (4.11)$$

Як видно, у струмі нелінійного елемента  $R'$ , зображеного на рис. 4.10 буде присутньою компонента  $bv_m^2 m \cos \omega_2 t$ , яка має частоту

modулюючого сигналу й пропорційна його амплітуді. Це вказує на те, що будь-який нелінійний елемент спроможний детектувати амплітудно-модульовані сигнали.

**Діодний детектор.** У реальних схемах амплітудних детекторів як нелінійні елементи зазвичай використовують напівпровідникові діоди. Роботу такого детектора мож-

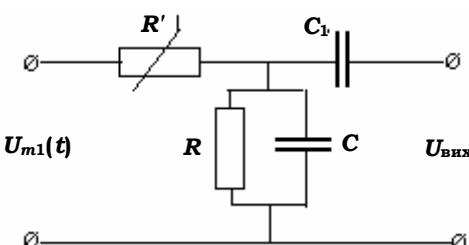


Рис. 4.10

на розглянути якісно, використовуючи побудову, що на рис. 4.11. Схему відповідного діодного детектора зображенено на рис. 4.12, а.

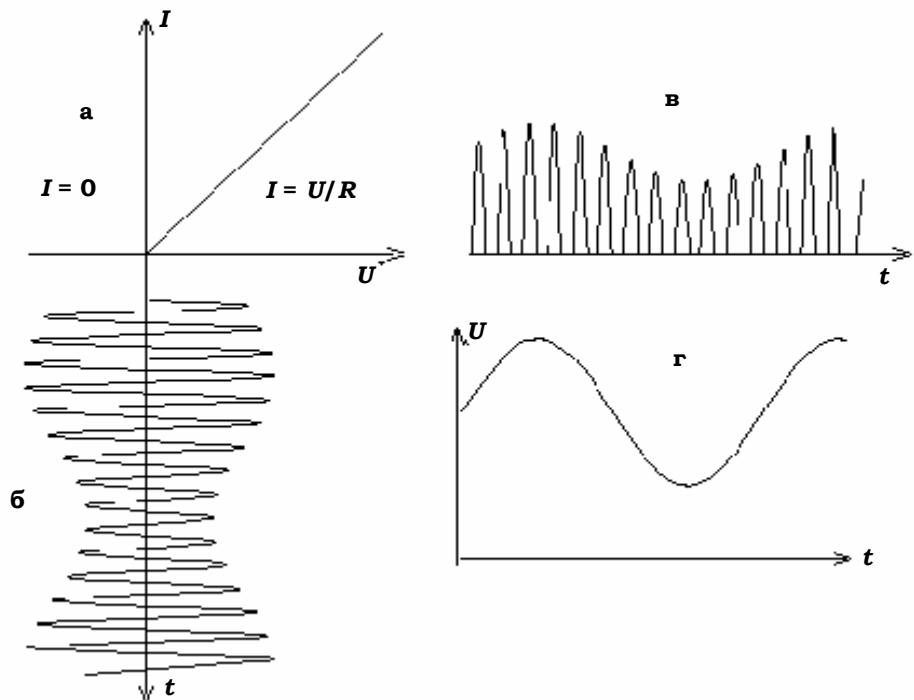


Рис. 4.11

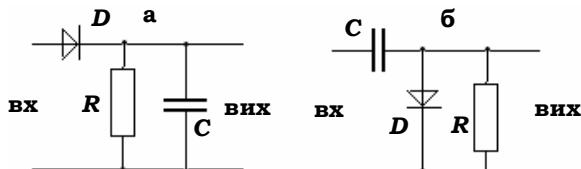


Рис. 4.12

При негативній напрузі вхідного сигналу діод являє собою дуже великий опір і можна вважати, що струм через нього дорівнює нулю. При позитивній полярності вхідної напруги діод відкривається, його опір стає малим і струм у колі визначається резистором  $R$  (рис. 4.11, а). Тому при подачі на вхід детектора модульованої високочастотної напруги (рис. 4.11, б) струм буде протікати тільки протягом позитивних півперіодів, утворюючи послідовність імпульсів, висота яких повторюватиме обвідну вхідного сигналу (рис. 4.11, в). Ємність  $C$  обирається такою, яка б вільно пропускала високочастотні компоненти із частотою

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

$\omega_1$  та її гармоніки, але являла великий (порівняно з  $R$ ) опір для низькочастотних компонент із частотою порядку  $\omega_2$ , тобто

$$\frac{1}{\omega_1 C} \ll R \ll \frac{1}{\omega_2 C}. \quad (4.12)$$

Тоді на виході залишиться сама низькочастотна складова напруги, яка й буде віддетектованим модулюючим сигналом (рис. 4.11, г).

Описаний детектор називають **діодним детектором з відкритим входом**, оскільки постійна компонента струму діода проходить через вхідне коло детектора. На **діодному детекторі із закритим входом** (рис. 4.12, б) схема починається з ємності  $C$ , що заряджається протягом позитивного півперіоду через діод  $D$  і розряджається через опір  $R$ , утворюючи на ньому низькочастотний віддетектований сигнал.

Як і в попередньому випадку, постійна часу  $RC$  має бути значно більшою за період високочастотних коливань і значно меншою від періоду низькочастотного модулюючого сигналу. Якщо друга умова не виконується, а постійна часу детектора виявляється значно більшою за період НЧ сигналу, то на виході детектора встановлюватиметься й підтримуватиметься напруга, що відповідає верхівкам найвищих віддетектованих імпульсів струму. Такий **детектор** називають **піковим**.

### 4.1.6. Амплітудне обмеження

Інколи на практиці буває необхідно зробити так, щоб напруга сигналу не виходила за межі деякого заданого рівня, наприклад, щоб вона не перевищувала  $U_0$  (рис. 4.13). Операція "відсікання" тої частини сигналу, яка лежить вище (або нижче) заданого рівня, називається **амплітудним обмеженням**, а пристрій, що цю операцію виконує – **амплітудного обмежувача**.

За принципом дії амплітудний обмежувач близький до діодного детектора й може розглядатися як обмежувач за нульовим рівнем, який відсікає все, що лежить вище або нижче  $U = 0$ . Операцію, зображену на рис. 4.13, можна здійснити за допомогою схеми, поданої на рис. 4.14, а. При вхідній напрузі  $U(t) < U_0$  діод відкритий, його опір малий і вся вхідна напруга доходить до виходу обмежувача; при  $U(t) > U_0$  діод закривається й на виході підтримується напруга  $U_0$ . Такий **обмежувач** називають **паралельним**.

## Основи радіоелектроніки

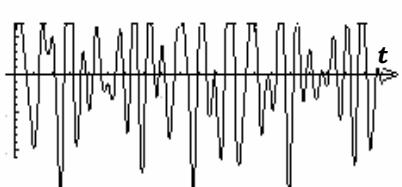
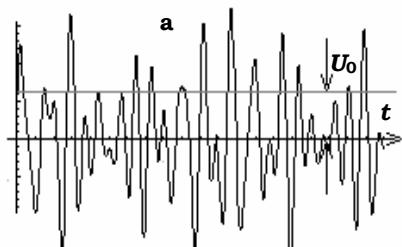


Рис. 4.13

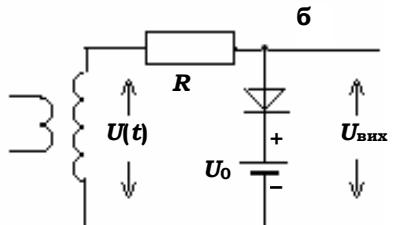
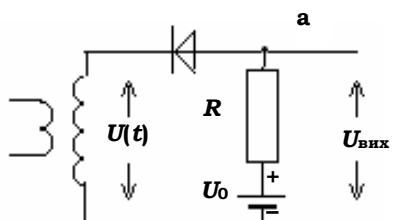


Рис. 4.14

Такий самий результат можна отримати за допомогою **послідовного обмежувача**, зображеного на рис. 4.14, б. Якщо  $U(t) < U_0$ , діод закритий, і вся вхідна напруга потрапляє на вихід<sup>4</sup>; при зворотному співвідношенні діод відкривається, і на вихід підтримується напруга  $U_0$ , а вся надлишкова частина напруги  $U(t)$  спадає на опорі  $R$ .

Змінюючи напругу джерела  $U_0$ , можна змінювати рівень обмеження, наприклад, якщо в розглянутих схемах змінити полярність  $U_0$ , то відсікатиметься все, що лежить вище цього рівня; напруга на вихід буде дотримуватися рівня  $U_0$ , і лише в моменти, коли вхідна напруга становитиме менше  $U_0$ , будуть виникати негативні викиди. Легко переконатися, що з одночасною зміною полярності джерела напруги  $U_0$  і діода у схемах на рис. 4.14 можна отримати обмежувач, який відсікатиме ту частину сигналу, що лежить нижче рівня  $U_0$ .

Важливо відмітити, що для успішної роботи обмежувача, він повинен мати відкритий вхід, через який могла б замикатися постійна складова струму діода. Щоб підкреслити це, на всіх наведених схемах вхідний сигнал подається з вторинної обмотки трансформатора.

Бажано, щоб опір діода у відкритому режимі був набагато меншим від опору  $R$ , оскільки за невиконання цієї умови утворився б дільник і частина вхідної напруги спадала б на діоді. Постійна часу  $RC$ , що

<sup>4</sup> Вважається, що вихідний струм обмежувача дорівнює нулю, тобто обмежувач не є навантаженiem.

## **Розділ 4. Принципи радіозв'язку**

---

утворюється опором  $R$  і вихідною ємністю обмежувача  $C$  (вона завжди присутня, хоча й не зображена на рисунках), має бути значно меншою від характерного часу (періоду) сигналу. Якщо ж ця умова не буде виконана, то ємність може істотно шунтувати вихід обмежувача, спотворюючи форму вихідних сигналів. Наведені умови накладають обмеження зверху й знизу на величину опора  $R$ .

Амплітудні обмежувачі можуть бути побудовані також на основі транзисторів або стабілітронів з використанням нелінійностей їх характеристик.

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Що таке крутість і кривизна прохідної характеристики транзистора? Складіть формулі для їх визначення за даною прохідною характеристикою.
2. Чому у формулі (4.4) враховуємо лише квадратичний член і нехтуємо членами всіх вищих степенів?
3. Який параметр – крутість або кривизна прохідної характеристики – відповідальний за виникнення вищих гармонік і комбінаційних частот? Доведіть це.
4. Чому погіршується якість звучання програвача, якщо формувати його голосність вище нормальних меж?
5. Як можна здійснити потроєння частоти гармонічного сигналу? Чому не практикується помноження частот більше як у три рази?
6. Що таке модуляція? Навіщо вона потрібна?
7. Що відбуватиметься, якщо глибина амплітудної модуляції  $m$  буде більшою за одиницю?
8. Чому при амплітудній модуляції несуча частота  $\omega_1$  має бути набагато більшою за модулючу частоту  $\omega_2$ ?
9. Поясніть принцип дії амплітудного модулятора, розглядаючи його як резонансний підсилювач з керованим коефіцієнтом підсилення.
10. З яких міркувань слід обирати положення робочої точки на прохідній характеристиці транзистора, що працює у схемі амплітудного модулятора (рис. 4.6)?
11. Що таке перетворення частоти? Наведіть приклад його застосування в радіотехніці.
12. Доведіть, що при перетворенні частоти модуляція сигналу зберігається.
13. Доведіть, що будь-який нелінійний елемент електричного кола має детектуючі властивості.

## Основи радіоелектроніки

---

14. Що таке синхронне детектування? Чому воно не має широкого застосування в радіозв'язку?
15. З яких міркувань слід обирати значення опору  $R$  у схемах діодних детекторів (рис. 4.12), щоб віддетектована змінна напруга була пропорційною обвідній АМ-сигналу?
16. З яких міркувань обирається ємність  $C$  у схемі діодного детектора (рис. 4.12)?
17. Що таке піковий детектор? Що треба зробити, щоб звичайний діодний детектор працював у режимі пікового детектування?
18. Чому у схемах діодних обмежувачів (рис. 4.14) вхід має бути відкритим (тобто міг би вільно пропускати постійну складову струму)?
19. Складіть схему послідовного діодного обмежувача знизу.
20. Як буде впливати опір навантаження, підключений до виходу діодного обмежувача, на його роботу?
21. Як буде впливати внутрішній опір джерела напруги  $U_0$  на роботу паралельного діодного обмежувача?
22. Чому ємність на виході діодного обмежувача має бути малою? З яких міркувань можна оцінити її допустиму величину?
23. Складіть схему обмежувача на стабілітроні. Які переваги та недоліки матиме ця схема порівняно з діодним обмежувачем?
24. Складіть схему обмежувача, що використовував би не діод, а біполярний (або польовий) транзистор. Поясніть принцип її дії.

## ЗАДАЧІ

1. У коло колектора у схемі підсилювача високої частоти ввімкнено контур, настроєний на другу гармоніку вхідного сигналу. Розрахувати амплітуду другої гармоніки напруги на виході, якщо частота вхідного сигналу  $f_1 = 159$  кГц, а його амплітуда  $U_{m1} = 0,1$  В. Параметри контуру:  $C = 2$  нФ,  $Q = 50$ . Кривизна прохідної характеристики в околі робочої точки  $b = 0,02$  А/В<sup>2</sup>. Параметр  $h_{22e}$  можна вважати рівним нулю.
2. В околі робочої точки прохідна характеристика апроксимується поліномом  $I_k = a_0 + a_1v + a_2v^2 + a_3v^3 + \dots$ , де  $a_1 = 50$  мА/В,  $a_2 = 8$  мА/В<sup>2</sup>,  $a_3 = 12$  мА/В<sup>3</sup>. Напруга  $v = v_m \cos \omega t$ , де  $v_m = 1$  В. Визначити коефіцієнт нелінійних спотворень у струмі транзистора.
3. Вольт-амперна характеристика нелінійного елемента (напівпровідникового діода) описується формулою  $I = I_0(e^{\alpha U} - 1)$ , де  $\alpha = 15$  В<sup>-1</sup>,  $I_0 = 10^{-5}$  А. Знайти вирази й значення для параметрів

$a$  (кругості) і  $b$  (кривизни). Яку амплітуду модулюючої напруги  $U_{m2}$  треба прикласти до цього елемента, щоб отримати коефіцієнт амплітудної модуляції  $m = 30\%$ ?

4. Розрахувати вихідну напругу різницевої комбінаційної частоти, що утворюється перетворювачем частоти на транзисторі, якщо  $f_1 = 1$  МГц,  $f_2 = 0,3$  МГц, параметри контуру  $C = 600$  пФ і  $Q = 50$ . Кривизна прохідної характеристики транзистора  $b = 0,2$  мА/В<sup>2</sup>; амплітуди вхідних сигналів  $U_{m1} = 0,01$  В і  $U_{m2} = 0,1$  В. Параметр  $h_{22e}$  можна вважати рівним нулю.

5. Паралельний контур, що складається з індуктивності  $L = 100$  мкГ та ємності  $C = 100$  пФ навантажено колом з послідовно з'єднаними напівпровідниковим діодом і резистором  $R = 5$  кОм. Добротність "чистого" контуру  $Q_0 = 50$ . Чому дорівнюватиме добротність навантаженого контуру?

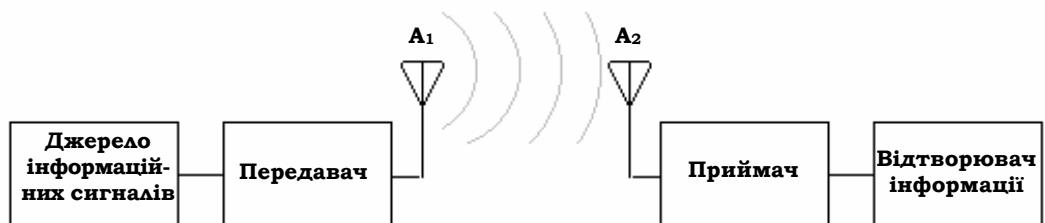
*Вказівка:* Опір діода у відкритій полярності вважати рівним нулю, а в закритій – рівним нескінченності.

## **4.2. РАДІОПЕРЕДАВАЛЬНІ ТА РАДІОПРИЙМАЛЬНІ ПРИСТРОЇ (ПРИНЦИП ДІЇ)**

### **4.2.1. Структура та лінії радіозв'язку**

Тракт радіозв'язку складається з таких частин (рис. 4.15):

- джерела інформаційних сигналів (мікрофона, телеграфного ключа, телевізійної камери тощо);
- передавача, який перетворює низькочастотні інформаційні сигнали на високочастотні радіосигнали;
- передавальної антени  $A_1$ , простору в якому поширюються випромінювані нею радіохвилі та приймальної антени  $A_2$ ;
- приймача, який підсилює прийняті радіосигнали та видобуває з них корисний низькочастотний інформаційний сигнал;
- відтворювача інформації (гучномовця, телевізійної трубки – кінескопа, приймального телеграфного апарату або пристрій, які записують і фіксують сприйняті низькочастотні сигнали, наприклад, пейджерів).



**Рис. 4.15**

Не будемо торкатися методів кодування та декодування інформаційних сигналів, які застосовуються в сучасному радіозв'язку, а також питань, пов'язаних з випромінюванням і поширенням радіовиль, оскільки це є предметом інших окремих курсів і виходить за межі програми даного. Зосередимося лише на побудові та принципах дії передавальних і радіоприймальних пристройів, оскільки саме в них задіяні ті фундаментальні процеси перетворення електричних сигналів, які становлять основний інтерес даного курсу.

#### **4.2.2. Принцип дії радіопередавального пристрою**

Радіопередавальний пристрій (передавач) має виконувати такі функції:

- створення високочастотного гармонічного сигналу несучої частоти (несучого сигналу);
- модуляція цього сигналу низькочастотним інформаційним сигналом;
- підсилення модульованого сигналу та доведення його потужності до потрібної величини;

Блок-схему радіопередавального пристроя, що виконує всі ці функції, зображенено на рис. 4.16.

Блок № 1 – задавальний генератор – являє собою малопотужний автогенератор зі стабільною частотою генерованих коливань, де стабільність частоти є дуже важливою. На сьогодні в усьому світі працює величезна кількість радіостанцій, як широкомовних так і зв'язкових. Для того, щоб вони не створювали взаємних завад, кожній станції згідно з міжнародною конвенцією виділяється суверо визначена ділянка в діапазоні частот, у якій і має бути розташований увесь спектр випромінюваних нею коливань. Якщо частота станції почне "сповзати" з визначеного для неї місця, її спектр може перекритися зі спектр-

#### Розділ 4. Принципи радіозв'язку

ром ближньої за частотою станції й ніяким чином у місці приймання розділити їх не вдається.



**Рис. 4.16**

Для стабілізації частоти використовують усі відомі методи: застосування в коливному контурі задавального генератора лише високоякісних деталей з малими температурними коефіцієнтами зміни параметрів, стабілізація режимів живлення, стабілізація температури шляхом терmostатування тощо. Найбільш радикальним методом є застосування кварцової стабілізації, що й роблять у переважній більшості радіопередавальних пристройів.

Блок № 2 – *буферний підсилювач* – застосовується для підсилення коливань, що їх створює задавальний генератор, а головне – для того, щоб "розв'язати" задавальний генератор відносно модулятора. Справа в тому, що в процесі модуляції режим роботи модулятора знає змін відповідно до змін низькочастотного модулюючого сигналу. Зазнає деяких змін і вхідний опір модулятора, який є навантаженням для попереднього блока. Якщо б вхід модулятора був безпосередньо приєднаний до виходу задавального генератора, зміни режиму модулятора могли б відбиватися на його роботі й дещо змінювати частоту утворюваних коливань, що є неприпустимим. Тому, бажано ставити між модулятором і задавальним генератором проміжний буферний підсилювач, що "захищає" задавальний генератор від впливів з боку модулятора.

Блок № 3 – *модулятор* – служить для модуляції сигналу з несучою частотою низькочастотним інформаційним сигналом. Наприклад, у разі амплітудної модуляції амплітуда ВЧ сигналу на виході модулятора має бути пропорційною до миттєвого значення низькочастотного модулюючого сигналу.

## Основи радіоелектроніки

Блок № 4 – *прикінцевий підсилювач потужності* – підсилює промодульований сигнал і доводить його потужність до номінального значення. Для цього зазвичай використовують резонансні підсилювачі потужності, що працюють у режимах В або С. Оскільки абсолютна потужність коливань, що подається з виходу прикінцевого каскаду до антени, є досить великою, істотною характеристистикою такого підсилювача стає коефіцієнт корисної дії. Важливо також, щоб прикінцевий підсилювач потужності не створював нелінійних спотворень, тобто щоб форма обвідної промодульованого сигналу зберігала форму модулюючого сигналу.

Нарешті, блок № 5 – *підсилювач низької частоти* – здійснює підсилення слабких інформаційних сигналів, що створюються, наприклад, мікрофоном М або іншим джерелом, до значень, необхідних для успішної роботи модулятора.

Для роботи радіопередавача абсолютно необхідними є блоки 1 і 3 – задавальний генератор і модулятор (вони обведенні на рис. 4.16 товстою лінією). Усі інші блоки є бажаними, і вони звичайно присутні у схемах реальних радіопередавачів, але не є принципово необхідними.

### 4.2.3. Приймач прямого підсилення

Найпростішим різновидом приймачів є приймач прямого підсилення. Його блок-схему зображенено на рис. 4.17. Високочастотний сигнал, сприйнятий антеною А, потрапляє на вход першого блока приймача – підсилювача високої частоти (ПВЧ), який виконує дві важливі функції: по-перше, він підсилює слабкий входний сигнал до величини, необхідної для успішної роботи детектора, тобто принаймні до кількох десятих вольта; по-друге, він здійснює частотну селекцію сприйнятого сигналу. Справа в тому, що антена вловлює сигнали всіх радіостанцій світу й виділити із цього хаосу сигнал бажаної радіостанції вдається лише завдяки тому, що кожна радіостанція має свою, надану їй і суверено фіксовану ділянку частотного діапазону.



Рис. 4.17

## **Розділ 4. Принципи радіозв'язку**

---

Вхідний підсилювач приймача повинен пропускати й підсилювати лише ті частоти, які лежать у межах цієї ділянки та пригнічувати всі частоти за її межами. Від міри вибірковості (селективності) ПВЧ залежатиме відсутність завад від сусідніх (за частотою) радіостанцій, які можуть збуджувати в антені сигнали набагато більші, аніж сигнал від бажаної радіостанції.

Як ПВЧ зазвичай застосовують багатокаскадні резонансні підсилювачі, коливні контури яких настроєні на несучу частоту бажаної радіостанції. Міра селективності подібного підсилювача залежить врешті-решт від добротності цих коливних контурів.

Як правило, приймач повинен мати змогу перестроюватися в певному діапазоні частот. Така перестройка здійснюється за допомогою конденсаторів змінної ємності, що входять до складу коливних контурів ПВЧ. Для одночасної перестройки кількох каскадів ПВЧ змінні конденсатори насаджуються на загальну вісь так, щоб при обертанні їх ємність змінювалась однаково. Зазвичай ємність таких змінних конденсаторів вдається змінювати не більше як у десять разів. Оскільки ж резонансна частота контуру обернено пропорційна до кореня квадратного від ємності, то відповідна перестройка контурів за частотою не перевищує трьох. Перехід до інших діапазонів здійснюється шляхом зміни котушок індуктивності в контурах.

Другий блок приймача прямого підсилення – *детектор* – виділяє з модульованого ВЧ сигналу інформаційний низькочастотний сигнал, який і є кінцевою метою роботи приймача. Що ж до компоненти з несучою частотою, то вона по проходженні через детектор втрачається, оскільки в ній вже немає потреби. Для детектування амплітудно-модульованих сигналів зазвичай застосовують прості діодні схеми, розглянуті вище. Детектори фазо- або частотнозмодульованих коливань являють собою складніші пристрої, їх розглянемо окремо.

Нарешті, підсилювач низької частоти (третій блок) призначений для підсилення віддетектованого сигналу низької частоти (який на виході з детектора зазвичай має величину, меншу від вольта) до величини, потрібної для роботи репродуктора або іншого пристрою, який відтворює або фіксує інформацію, що її несуть низькочастотні коливання.

#### **4.2.4. Параметри, які характеризують роботу радіоприймача**

До параметрів, що характеризують роботу радіоприймача, призначеного для приймання радіомовних станцій, входять такі величини:

а) *чутливість* – визначає той мінімальний рівень сигналу на вході, який може впевнено й надійно сприйматися приймачем. Чутливість визначається як напруга на вході приймача, що забезпечує номінальну потужність на його виході при глибині модуляції сигналу  $m = 30\%$  і співвідношенні сигнал – шум  $P_C / P_{Ш} = 20$  дБ.

Здавалося б, що нарощуючи кількість каскадів ПВЧ можна досягти будь-якого великого підсилення та отримати як завгодно велику чутливість. У дійсності, мінімальна величина вхідного сигналу обмежується рівнем внутрішніх шумів у вхідних колах приймача. Вони спричиняються тепловими флюктуаціями в пасивних елементах схеми і флюктуаційними явищами в активних приладах (транзисторах або електронних лампах). Останні зазвичай бувають набагато більшими від перших, тому одна з найважливіших задач сучасної радіоелектроніки полягає в зниженні шумів у активних елементах і наближення їх до рівня теплових шумів, котрі становлять природну межу чутливості будь-якої радіоелектронної апаратури.

Для ілюстрації можна навести такі числа: чутливість найкращих радіомовних приймачів (І та II класів) становить 100–200 мкВ; у радіолокаційних і лабораторних вимірювальних приймачах вона може сягати 1–10 мкВ;

б) *вібрковість* – характеризує можливість відстроювання приймача від завад з боку сусідніх (за частотою) радіостанцій і визначається як зниження коефіцієнта підсилення ПВЧ з віддаленням від частоти точної настійки на  $\pm 10$  кГц<sup>5</sup>. Згідно з існуючими стандартами для радіомовних приймачів I класу це послаблення має бути не меншим від 46 дБ, для II класу – не меншим 34 дБ;

в) *смуга відтворюваних частот*, – це смуга частот, у якій низькочастотний інформаційний сигнал відтворюється без лінійних спотворень. Згідно з існуючими стандартами нерівномірність у відтворенні частот у цій смузі, яка зазвичай становить 3–4 кГц, не повинна перевищувати  $\pm 3$  дБ.

---

<sup>5</sup> Величина  $\pm 10$  кГц обирається тому, що саме такої ширини виділяється ділянка в діапазоні частот для радіомовних радіостанцій.

#### Розділ 4. Принципи радіозв'язку

Нерівномірність АЧХ ми вже розглядали при вивченні частотних характеристик підсилювачів низьких частот. Нерівномірність такої природи може мати місце й у радіоприймачах прямого підсилення за рахунок нерівномірності АЧХ його підсилювача низької частоти, але значно більший внесок можуть давати каскади ПВЧ.

Нехай амплітудно-частотна характеристика ПВЧ (тобто залежність його коефіцієнта підсилення від частоти) має вигляд кривої, зображененої на рис. 4.18, а, де  $f_0$  – несуча частота,  $k_0$  – коефіцієнт підсилення на цій частоті (будемо вважати, що ПВЧ точно настроєний на несучу частоту станції). Ця амплітудно-частотна характеристика ПВЧ визначається його коливними контурами й має вигляд резонансної кривої. Нижче, на рис. 4.18, б умовно зображенено спектр сигналів амплітудно-модульованої радіостанції. Він складається з несучої частоти  $f_0$  і двох бокових смуг, що простягаються праворуч і ліворуч від  $f_0$  до  $f_0 + F_B$  та  $f_0 - F_B$ , де  $F_B$  – найвища частота у спектрі модулюючого сигналу.

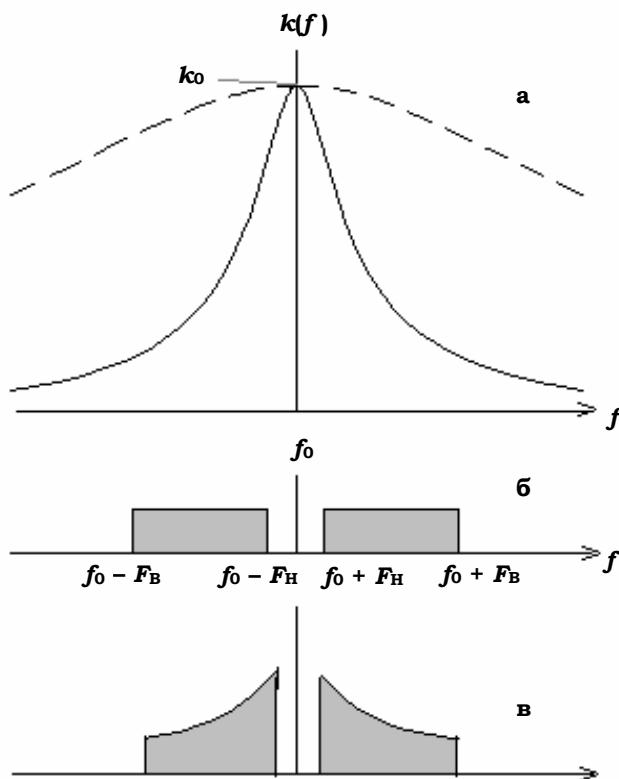


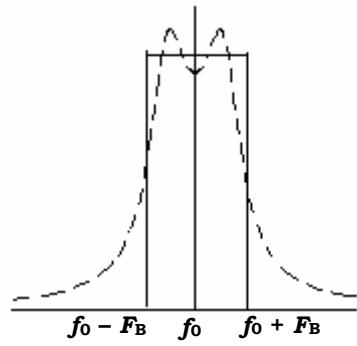
Рис. 4.18

## Основи радіоелектроніки

При проходженні через ПВЧ спектр сигналу стає деформованим: крайні частоти  $f_0 \pm F_B$  зазнають меншого підсилення, аніж частотні складові близькі до несучої частоти, і спектр набуває вигляду, подібного до зображеного на рис. 4.18, в. Після детектування такий спектр з послабленими високочастотними компонентами надходить на вхід ПНЧ, до нерівномірності якого буде тепер додана нерівномірність, спричинена каскадами підсилювача високої частоти.

Для зменшення деформацій спектра, що вносяться каскадами ПВЧ, бажано було б, щоб іх АЧХ у межах спектра станції була рівномірною, а зображена на рис. 4.18, а крива мала б плоску верхівку. Цього можна досягти, використовуючи низькодобротні контури з тупою резонансною кривою (пунктирна лінія на рис. 4.18, а), але тоді вимоги малої нерівномірності вступили б у протиріччя з вимогами вибірковості.

Ідеальною амплітудно-частотною характеристикою ПВЧ була б характеристика, зображена на рис. 4.19 суцільною лінією: з рівною верхівкою в межах  $f_0 \pm F_B$  і різкими вертикальними краями. Але така прямоугольна АЧХ не може бути здійснена реально. Задовільним наближенням до неї може бути резонансна крива двох зв'язаних контурів зі зв'язком, трохи більшим за критичний (на рис. 4.19 – пунктирна лінія). Ще кращого наближення до ідеальної АЧХ може дати смуговий фільтр, побудований з трьох (або більше) зв'язаних контурів. Саме так вдається більш-менш подолати протиріччя між вимогами вибірковості приймача та вимогами щодо рівномірності підсилення у смузі підсилюваних ним частот.



### 4.2.5. Супергетеродинний радіоприймач

Приймачі прямого підсилення мають деякі недоліки, які особливо даються взнаки при перестроюванні цих приймачів у широкому діапазоні частот:

1) при перестроюванні каскадів підсилювача високої частоти, яке здійснюється за допомогою конденсаторів змінної ємності, добротність контуру та його еквівалентний опір у короткохвильовому (високочастотному) кінці діапазону виявляються значно вищими, аніж у довгохвильовому. Це призводить до того, що в короткохвильовому кінці діапа-

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

зону коефіцієнт підсилення ПВЧ буває значно вищим, ніж у довгохвильовому. Аналогічно і при переході між діапазонами змінюються параметри приймача: його чутливість і вибірковість бувають у діапазоні коротких хвиль кращими, ніж у довгохвильовому діапазоні;

2) виникають труднощі з одночасним перестроюванням усіх контурів у багатокаскадному підсилювачі високої частоти, оскільки навіть невеликий їх взаємний розлад істотно погіршує як чутливість, так і селективність приймача в цілому. Справа ускладнюється, якщо в кожному каскаді ПВЧ для покращання форми АЧХ застосовують по два або більше зв'язаних коливних контурів. Ці недоліки привели до того, що на сьогодні приймачі прямого підсилення виявилися витісненими супергетеродинними приймачами. Принцип дії подібного приймача зображенено на рис. 4.20.

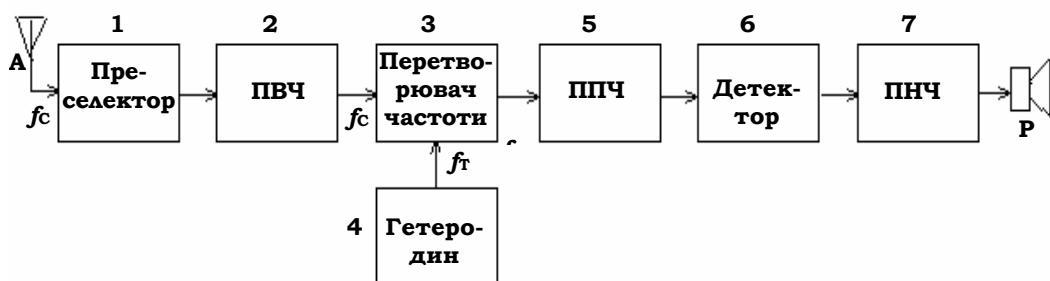


Рис. 4.20

Сигнал, сприйнятий антеною А, проходить у преселекторі (1) попередню селекцію за частотою. Зазвичай преселектор являє собою систему контурів, які настроюються на частоту сприйнятого сигналу  $f_C$ . Далі сигнал потрапляє до підсилювача високої частоти (2), де він знає попереднього підсилення та додаткової селекції за частотою. Слід зауважити, що підсилювач високої частоти в супергетеродинному приймачі не є обов'язковим і в більшості радіомовних приймачів взагалі відсутній.

Пройшовши попередню селекцію (і підсилення) сигнал потрапляє на вход перетворювача частоти (3), який є найбільш важливим і специфічним елементом супергетеродинного приймача. Крім сигналу з частотою  $f_C$  на перетворювач подається гармонічний сигнал з частотою  $f_G$ , який виробляється малопотужним перестроюваним автогенератором (4), що називається **гетеродином**. Настроювання гетеродина здійснюється так, щоб різницева частота  $f_G - f_C$ , яка виникає на ви-

## Основи радіоелектроніки

---

ході перетворювача частоти, завжди дорівнювала б деякій фіксованій частоті  $f_{\text{пр}}$ , яка називається **проміжною частотою**. Згідно з існуючими стандартами для радіомовних приймачів ця проміжна частота має дорівнювати 465 кГц<sup>6</sup>. Наприклад, для прийому радіостанції з частотою  $f_C = 1000$  кГц частота гетеродина має бути  $f_\Gamma = 1465$  кГц, а для  $f_C = 1100$  кГц відповідно  $f_\Gamma = 1565$  кГц. У процесі перетворення на проміжну частоту переходить модуляція – амплітудна, частотна або фазова, що її мав сприйнятий сигнал із частотою  $f_C$ .

З виходу перетворювача частоти сигнал з проміжною частотою надходить до ППЧ – підсилювача проміжної частоти (5), який являє собою багатокаскадний резонансний підсилювач високої частоти. На відміну від ПВЧ приймача прямого підсилення, що настроювався безпосередньо на частоту сприйнятого сигналу  $f_C$ , настройка ППЧ є фіксованою на частоту  $f_{\text{пр}}$ ; її виконують при виготовленні приймача, і подальшим змінам вона не підлягає. Цим знімаються проблеми, які мали місце в приймачах прямого підсилення: оскільки основне підсилення та селекція в супергетеродинному приймачі відбуваються в ППЧ, вони виявляються незмінними та незалежними від частоти сприйнятого сигналу. Фіксована настройка дозволяє застосовувати в каскадах ППЧ смугові фільтри, що складаються з кількох контурів, забезпечуючи тим самим форму АЧХ, що близька до ідеальної. Далі йдуть детектор (6) і підсилювач низької частоти (7), які не відрізняються від тих, що мають місце в приймачах прямого підсилення.

Маючи безперечні переваги порівняно з приймачами прямого підсилення, супергетеродинні приймачі мають разом з тим певні специфічні недоліки, які створюють проблеми при їх реалізації. Перший з них – це існування "дзеркального каналу". Таку назву має частота сигналу  $f'_C = f_C + 2f_{\text{пр}} = f_\Gamma + f_C$ , яка лежить вище від частоти гетеродина на величину  $f_{\text{пр}}$ . Якщо сигнал з такою частотою потрапить на вхід перетворювача, то взаємодіючи із сигналом гетеродина, він також дасть сигнал з різницею частотою, яка дорівнює проміжній частоті:  $f'_C - f_\Gamma = f_{\text{пр}}$ . Цей сигнал буде підсилюватися в ППЧ нарівні з сигналом основної радіостанції із частотою  $f_C$ . Оскільки частотний спектр сигналів, що вловлюються аненою, густо заповнений частотами від усіх радіостанцій світу, завжди існує ймовірність того, що при настройці приймача на бажану

<sup>6</sup> Для професійних зв'язкових, радіолокаційних або лабораторних вимірювальних приймачів проміжна частота може бути й іншою.

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

станцію знайдеться інша, "дзеркальна", яка й буде створювати завади прийому та навіть може зробити його зовсім неможливим.

Саме для придушення сигналів дзеркального каналу й потрібна преселекція. Проходячи через преселектор, настроєний на частоту  $f_c$ , сигнал дзеркального каналу знає істотного послаблення (рис. 4.21). У радіомових приймачах послаблення по дзеркальному каналу має бути не менше ніж на 30–40 dB. Зазвичай це здійснити нескладно, оскільки інтервал між частотами  $f_c$  і  $f'_c$  досить великий.

Інша проблема, яка виникає при побудові супергетеродинного приймача, має характер більше технічний, ніж принциповий. Це спряження настройки преселектора та гетеродина. Як вже зазначалось, частота гетеродина має бути вищою за частоту сприйнятого сигналу на  $f_{\text{пр}}$ , і ця вимога має виконуватись у всьому діапазоні перестроювання приймача. Зазвичай змінні конденсатори, які стоять у контурах гетеродина й преселектора, є ідентичними, і виконати вищезгадану умову намагаються, вмикаючи паралельно та послідовно до змінного конденсатора  $C$ , що стоїть у контурі гетеродина, деякі додаткові постійні ємності  $C_1$  і  $C_2$ . Таким чином, вдається забезпечити точне спряження лише в трьох точках діапазону. Положення цих точок обирається так, щоб середньоквадратичне відхилення від точного спряження в межах діапазону було мінімальним.

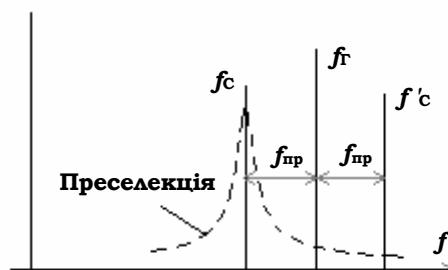


Рис. 4.21

### 4.2.6. Регенеративний радіоприймач

Для збільшення коефіцієнта підсилення та підвищення чутливості в радіоприймачах прямого підсилення можна застосовувати позитивний зворотний зв'язок. Такі приймачі називають **регенеративними**, де простим шляхом вдається отримати непогану чутливість і вибірковість. Хоча зараз регенеративними радіоприймачами вже майже не користуються, але задіяний у них принцип використання позитивного зворотного зв'язку для поліпшення їх параметрів заслуговує уваги та розгляду. Схему подібного приймача зображенено на рис. 4.22. Коливний контур  $LC$ , який настроюється на потрібну станцію за допомогою змінної ємності  $C$ , розташований у

## Основи радіоелектроніки

базовому колі транзистора. Вхідний сигнал може вводитися до контуру безпосередньо з антени А або через катушку індуктивності  $L_A$ , індуктивно пов'язану з контуром. Позитивний зворотний зв'язок здійснюється за допомогою індуктивності  $L_{3B}$ , зв'язок якої з контуром можна регулювати взаєміндуктивністю  $M$ . Пройшовши через  $L_{3B}$ , високочастотна компонента колекторного струму скидається на землю через невелику ємність  $C_K$ .

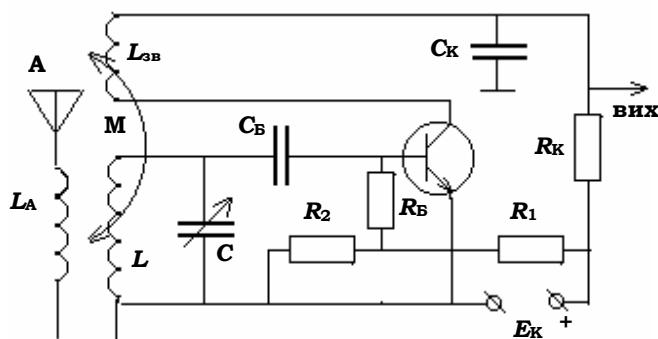


Рис. 4.22

Позитивний зворотний зв'язок вносить до коливного контуру від'ємну провідність, яка зменшує загальні втрати в контурі й підвищує його добротність, що приводить до збільшення високочастотного струму в контурі та напруги, індукованої на контурі від сигналу з антени. Це й дає підсилення сприйнятого сигналу. Разом з тим, збільшується й вибірковість контуру. Усе це дає змогу отримати досить високу чутливість і вибірковість приймача без застосування каскадів з підсиленням високої частоти. Але треба бути обережним при регулюванні ступеня зворотного зв'язку. Звичайно, чутливість і вибірковість регенеративного приймача збільшуються при наближенні до порогу самозбудження, але при переході через нього приймач перетворюється на автогенератор і як приймач втрачає свої властивості.

Дана схема працює також як амплітудний детектор, що складається з діода, утвореного базово-емітерним переходом транзистора, базового опору  $R_B$  та ємності  $C_B$ . Подільник  $R_1R_2$  забезпечує позитивне зміщення на базу і встановлює робочу точку транзистора. Таким чином, унаслідок детектування високочастотного сигналу, знятого з контуру, на базі транзистора утворюється

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

віддетектована напруга низької частоти, яка відповідним чином утворює низькочастотну компоненту колекторного струму. Ця ж компонента створює на навантажувальному опорі  $R_K$  підсилену низькочастотну напругу віддетектованого сигналу, яка й подається на вихід приймача<sup>7</sup>.

Таким чином, описана схема регенеративного приймача об'єднує в собі всі елементи приймача прямого підсилення: у ній на одному транзисторі відбувається підсилення високої частоти, детектування й підсилення низькочастотного інформаційного сигналу. Тому подібну схему охоче використовують радіоаматори-початківці.

Істотним недоліком регенератора є нестійкість його параметрів, що притаманна всім схемам з позитивним зворотним зв'язком, яка збільшується в міру наближення до порогу генерації. Іншим недоліком є те, що при випадковому проходженні через цей поріг приймач перетворюється на генератор. Генеровані ним коливання можуть випромінюватися через його антenu і створювати завади для інших радіослухачів.

Отже, одним із основних недоліків розглянутого вище регенеративного радіоприймача є неможливість отримати високу чутливість при виконанні умов щодо стійкості роботи. Якщо зворотний зв'язок близький до критичного, то чутливість висока, але система працює нестійко, якщо ж зворотний зв'язок значно менший від критичного, то стійкість роботи добра, але чутливість при цьому залишається низькою. Цей недолік вдається усунути в так званому **суперрегенеративному приймачі**, який можна розглядати як подальше вдосконалення регенеративного приймача, у якому вдається об'єднати дуже високу чутливість із задовільною стійкістю. Схема суперрегенеративного приймача подібна до схеми регенератора, але в ній на базу транзистора подаються прямокутні імпульси тривалістю  $\tau$ , які періодично з періодом  $T$  то відкривають, то закривають транзистор<sup>8</sup> (рис. 4.23). Зворотний зв'язок обирається таким, щоб у відкритому стані транзистора виконувалась умова генерації.

<sup>7</sup> Наявність ємності  $C_K$ , яка передує навантажувальному опору  $R_K$  і відіграє таку саму роль, як і паразитна ємність у ПНЧ, знижує верхню граничну частоту підсилюваних низьких частот, що має враховуватися при виборі величини цієї ємності та навантажувального опору.

<sup>8</sup> Практично замість прямокутних імпульсів можна використовувати також гармонічні коливання достатньої амплітуди.

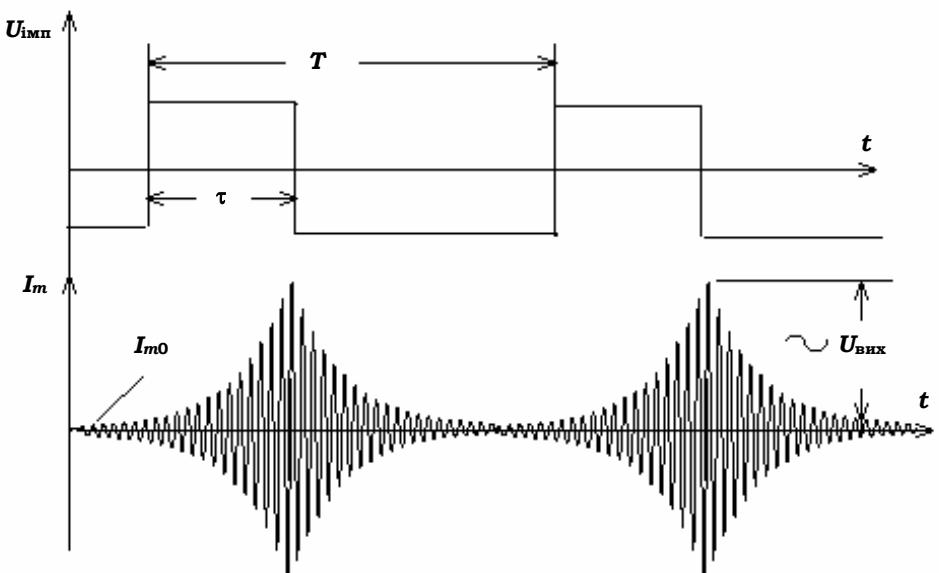


Рис. 4.23

Сигнал сприйнятої радіостанції, що надходить з антени з амплітудою напруги  $E_m$ , збуджує в контурі коливання струму з амплітудою  $I_{m0}$  пропорційною до  $E_m$ . Починаючи з моменту, коли транзистор відкривається, схема починає генерувати і струм у контурі зростає за експоненційним законом:  $I_m(t) = I_{m0}e^{\delta t}$ , де  $\delta$  – інкремент зростання, величина якого обумовлюється силою зворотного зв'язку. Наприкінці імпульсу амплітуда струму в контурі зростає до  $I_m(\tau) = I_{m0}e^{\delta\tau}$ , яка може в багато разів перевищувати початкову амплітуду  $I_{m0}$ . Пропорційно до цього зростає також віддетектований сигнал на виході приймача.

При амплітудно-модульованому сприйнятому сигналі величина  $I_m(\tau)$ , а також величина сигналу на виході приймача, змінюються відповідно до миттєвого значення амплітуди вхідного сигналу  $E_m$ . Детектор має бути піковим, тобто таким, у якого стала часу значно більша за період  $T$ , так що вихідний сигнал є обвідно пропорційною до амплітуди коливань  $I_m(\tau)$ , яка досягається наприкінці відкриваючих імпульсів. По закінченні відкриваючого імпульсу коливання в контурі згасають і швидко досягають свого початкового значення  $I_{m0}$ .

## **Розділ 4. Принципи радіозв'язку**

---

Для успішної роботи суперрегенератора мають бути виконані такі умови:

1) добуток  $\delta t$  має бути досить великим, щоб забезпечувати співвідношення  $I_m(t) \gg I_{m0}$ , яке є коефіцієнтом підсилення приймача;

2) цей добуток не має бути надто великим, інакше амплітуда генерованих коливань  $I_m(t)$  може в будь-який момент  $t$  досягти рівня обмеження (як в усталеному режимі автогенератора), при якому подальше зростання коливань припиняється. Сигнал на виході перестає бути пропорційним до входного і, отже, зазнає нелінійних спотворень;

3) пауза, яка утворюється в генерації при закритому стані транзистора  $T - \tau$ , має бути досить довгою, так щоб наприкінці її остаточні коливання в контурі згасали б принаймі до рівня  $I_{m0}$  (або за відсутності сигналу – до рівня внутрішніх шумів приймача);

4) період імпульсів  $T$  має задовольняти теорему Котельнікова  $T \leq 1/f_m$ , де  $f_m$  – найвища частота у спектрі модулюючого сигналу;

5) стала часу детектора має бути значно більшою за період імпульсів  $T$ .

Одночасно задоволити всі вимоги складно, але в разі їх виконання суперрегенеративний приймач може забезпечити дуже високу чутливість при достатній стабільноті роботи. Подібні приймачі об'єднують високу чутливість із стабільністю, простотою конструкції та економічністю живлення, а тому охоче використовуються в переносній радіоапаратурі.

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Чому в довгохвильовому діапазоні (2000–600 м) розташовано лише кілька радіомовних станцій, тоді як у короткохвильовому діапазоні їх дуже багато?

2. Чому всі телевізійні станції працюють лише в УКХ-діапазоні (а не в діапазонах довгих, середніх і коротких хвиль)?

3. Які каскади в радіопередавачі є принципово необхідними, а які необов'язковими?

4. Чому до стабільноті частоти задавального генератора в радіопередавачі висувають дуже високі вимоги? Як їх забезпечують?

## **Основи радіоелектроніки**

---

5. Навіщо в радіопередавальному пристрої потрібний буферний підсилювач?
6. Зобразіть блок-схему приймача прямого підсилення. Поясніть призначення блоків, що його складають.
7. Чому в радіомовному приймачі перекриття за частотою (тобто відношення максимальної частоти до мінімальної) у межах одного діапазону зазвичай не перевищує 3 разів?
8. Що таке чутливість радіоприймача? Чим вона реально обмежується?
9. Що таке вибірковість приймача? Чим вона реально обмежується?
10. Чому в радіоприймачі вимоги високої вибірковості і смуги відтворюваних частот зазвичай перебувають у протиріччі?
11. Чи впливатиме на вигляд АЧХ (у області звукових частот) вигляд резонансних кривих контурів у каскадах ПВЧ? Як саме?
12. Чому завада від радіостанції, несуча частота якої близька до несучої частоти сприйнятої радіостанції, зазвичай супроводжується свистом?
13. Чому при самозбудженні каскадів ПВЧ (або ППЧ) спостерігається завада у вигляді свисту, тональність якого змінюється при перестроюванні приймача?
14. Чому в резонансних підсилювачах приймачів бажано застосовувати не поодинокі контури, а системи зв'язаних контурів?
15. Які переваги (і недоліки) супергетеродинного приймача порівняно з приймачем прямого підсилення?
16. Яке призначення перетворювача частоти в супергетеродинному приймачі?
17. Які вимоги висуваються до ППЧ супергетеродинного приймача?
18. Які каскади визначають чутливість і вибірковість супергетеродинного приймача?
19. Що таке "дзеркальний канал" у супергетеродинному приймачі. Як пригнічується завада від дзеркального канала?
20. Чому завада від дзеркального каналу супроводжується свистом, частота якого змінюється при перестроюванні приймача?
21. Навіщо потрібний преселектор у супергетеродинному приймачі?
22. Що таке спряжіння преселектора й гетеродина в супергетеродинному приймачі? Як воно здійснюється?
23. Яким шляхом вдається отримувати в регенеративному приймачі хорошу чутливість і вибірковість?
24. Як вдається в регенеративному приймачі поєднувати на одному й тому самому транзисторі підсилення високої частоти, амплітудне детектування та підсилення низької частоти?
25. У чому полягає основний недолік регенеративного приймача?

## **Розділ 4. Принципи радіозв'язку**

26. Як вдається поєднувати високу чутливість і стабільність у суперрегенеративному приймачі?

27. Які вимоги визначають тривалість відкритого й закритого станів у суперрегенеративному приймачі?

### **ЗАДАЧІ**

1. У радіоприймачі прямого підсилення ПВЧ складається з двох ідентичних каскадів. Чутливість приймача 250 мкВ; амплітуда сигналу на вході детектора при цьому має бути 0,5 В. Чому дорівнює коефіцієнт підсилення каскаду (у децибелах)?

2. Каскад ПВЧ являє собою біполярний транзистор, навантажений коливальним контуром. Параметри контуру:  $L = 200 \text{ мкГ}$ ,  $r = 50 \text{ Ом}$ . Контур перестроюється в діапазоні від  $\lambda_1 = 200 \text{ м}$  до  $\lambda_2 = 600 \text{ м}$  шляхом змінювання ємності  $C$ . У скільки разів буде відрізнятися коефіцієнт підсилення каскаду на короткохвильовому й довгохвильовому кінцях діапазону?

3. ПВЧ приймача прямого підсилення являє собою однокаскадний резонансний підсилювач з поодиноким контуром. Частота сприйнятого сигналу  $f_0 = 1 \text{ МГц}$ ; смуга пропускання (на рівні – 3 дБ) становить  $F = 5 \text{ кГц}$ . Яке буде послаблення по сусідньому каналу, тобто на частоті, що відстoїть на 20 кГц від резонансної?

4. Яким буде в супергетеродинному приймачі послаблення по дзеркальному каналу, якщо як преселектор застосовується поодинокий контур з добротністю  $Q = 50$ . Частота радіостанції, що приймається,  $f_c = 5 \text{ МГц}$ , проміжна частота  $f_{\text{пр}} = 0,5 \text{ МГц}$ .

### **4.3. ФАЗОВА ТА ЧАСТОТНА МОДУЛЯЦІЇ**

Ми вже розглянули амплітудну модуляцію, при якій відповідно до модулюючого низькочастотного сигналу варіюється амплітуда низькочастотного сигналу. Однак крім амплітуди гармонічний сигнал може бути охарактеризований ще двома параметрами: фазою і частотою, які також можна варіювати "у такт" з низькочастотним інформаційним сигналом, тобто створювати фазову або частотну модуляцію несучого високочастотного сигналу.

### 4.3.1. Фазова модуляція та способи її отримання

При фазовій модуляції (ФМ) миттєве значення величини високочастотного сигналу має вигляд

$$U(t) = U_m \sin [\omega_1 t + \phi(t)], \quad (4.13)$$

де фаза сигналу  $\phi(t)$  пропорційна миттевому значенню інформаційного низькочастотного сигналу  $V(t)$ :

$$U(t) = U_m \sin [\omega_1 t + A V(t)], \quad (4.14)$$

де  $A$  – константа пропорційності.

Якщо модулюючий сигнал є гармонічним  $V(t) = V_m \sin \omega_2 t$ , де  $\omega_2 \ll \omega_1$ , то

$$U(t) = U_m \sin(\omega_1 t + M_\phi \sin \omega_2 t), \quad (4.15)$$

де  $M_\phi$  – так званий **індекс фазової модуляції**. Він має бути пропорційним амплітуді  $V_m$  модулюючого низькочастотного сигналу.

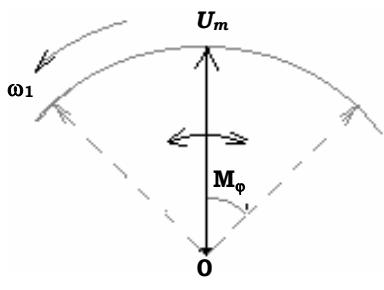


Рис. 4.24

Фазозмодульований сигнал можна зобразити на векторній діаграмі (рис. 4.24) у вигляді вектора  $U_m$  незмінної величини, який коливається навколо свого середнього положення, відхиляючись від нього на кут  $\phi(t)$ , пропорційний до  $V(t)$ . Для гармонічного НЧ сигналу величина  $M_\phi$  є "розмахом" коливань вектора (амплітудою його коливань).

Певною перевагою ФМ є дещо краща завадозахищеність порівняно з амплітудною модуляцією. Дійсно, імпульсні завади, які виникають від грозових розрядів або роботи індустріальних пристрій, накладаючись на високочастотний сигнал, створюють короткочасні викиди, які після детектування стають причиною трісків у звуковому сигналі (рис. 4.25).

При фазовій модуляції можна за допомогою амплітудного обмежувача позбутися короткочасних викидів і зберегти незмінним за амплітудою високочастотний сигнал. Усування завад

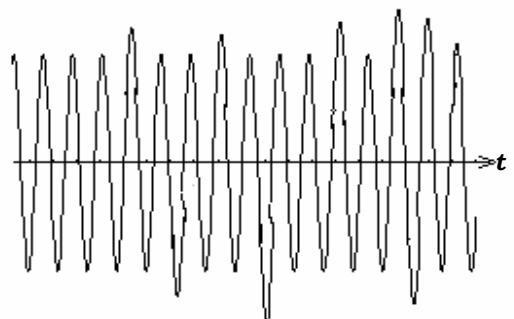


Рис. 4.25

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

при цьому зазвичай не буває повним, оскільки завада може дещо змістити фронт коливань ліворуч чи праворуч, імітуючи тим фазову модуляцію. Проте рівень завад все ж таки дещо зменшується.

Один із способів одержання фазової модуляції представлено на рис. 4.26, а. Як видно, сигнал від задавального генератора розгалужується: один сигнал ( $U_1$ ) надходить безпосередньо до прикінцевого підсилювача – суматора, а другий – на фазообертач, який обертає фазу сигналу на  $90^\circ$ . Далі цей сигнал, що обернувся за фазою, зазнає амплітудної модуляції і також спрямовується до прикінцевого підсилювача (сигнал  $U_2$ ). З векторної діаграми (рис. 4.26, б) видно, що при варіюванні амплітуди вектора  $U_2$  сумарний вектор  $U$  зазнає коливань за фазою. Природно, що таким чином можна отримати фазову модуляцію лише з порівняно малим індексом. При значних відхиленнях вектора  $U_2$  амплітуда сумарного сигналу  $U$  буде також зазнавати змін, тоді матимемо змішану амплітудно-фазову модуляцію. Крім того, відхилення за фазою вже не можна буде вважати пропорційними до  $U_2$ , тобто при модуляції виникатимуть нелінійні спотворення.

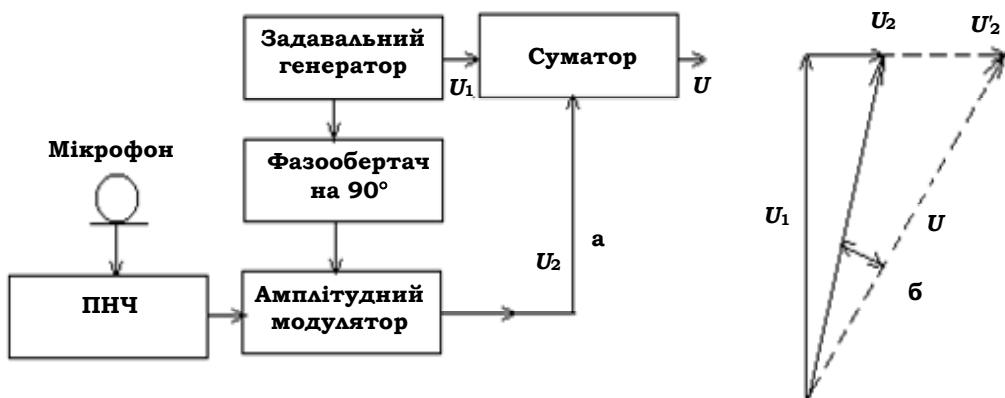


Рис. 4.26

### 4.3.2. Частотна модуляція

При частотній модуляції (ЧМ) у тант з низькочастотним сигналом змінюється частота високочастотного сигналу:

$$U(t) = U_m \sin s \{ [\omega_1 + \Delta\omega(t)] t \}, \quad (4.16)$$

## Основи радіоелектроніки

де  $\Delta\omega(t) = AV(t)$ . Цей процес схематично зображенено на рис. 4.27. У моменти, коли миттєве значення  $V(t)$  велике, великою буде і частота високочастотного сигналу. Навпаки, у моменти, коли  $V(t)$  зменшується, зменшуватиметься і частота ВЧ сигналу.

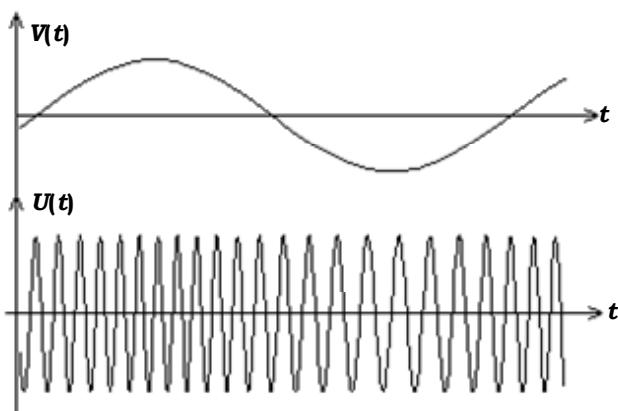


Рис. 4.27

При гармонічному низькочастотному сигналі  $V(t) = V_m \cos \omega_2 t$  миттєве значення частоти дорівнює

$$\omega(t) = \omega_1 + \delta\omega \cos \omega_2 t, \quad (4.17)$$

де  $\delta\omega$  – **девіація частоти**. Вона пропорційна амплітуді модулюючого низькочастотного сигналу  $V_m$ :  $\delta\omega = AV(t)$ .

Фазова і частотна модуляції тісно пов'язані між собою. Дійсно, високочастотний сигнал можна представити в такому загальному вигляді:

$$U(t) = U_m [\sin \phi(t)], \quad (4.18)$$

де  $\phi(t)$  – миттєва фаза високочастотного сигналу. Для частотнозмодульованого сигналу вона дорівнює

$$\phi(t) = \int \omega(t) dt = \omega_1 t + \int \Delta\omega(t) dt = \omega_1 t + A \int V(t) dt. \quad (4.19)$$

За відсутності частотної модуляції миттєва фаза  $\phi(t)$  зростає пропорційно до часу  $\phi(t) = \omega_1 t$ ; за наявності ЧМ вираз (4.18) може бути записаний у вигляді

$$U(t) = U_m \sin [\omega_1 t + A \int V(t) dt]. \quad (4.20)$$

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

Як бачимо, отриманий вираз подібний до виразів (4.13) та (4.14) для фазової модуляції, з тою відмінністю, що там фаза була пропорційна самому модулюючому сигналу  $V(t)$ , тоді як для ЧМ вона пропорційна інтегралу від  $V(t)$ . Отже, можна стверджувати, що ЧМ є не що інше, як ФМ, у якої фаза ВЧ сигналу змінюється пропорційно до інтегралу модулюючого сигналу. І навпаки, ФМ можна розглядати як ЧМ, у якої зміна частоти пропорційна до похідної від  $V(t)$ .

У частинному випадку, якщо  $V(t)$  являє собою гармонічний сигнал з частотою  $\omega_2$ :

$$\phi(t) = \int_0^t (\omega_1 + \delta\omega \cos \omega_2 t) dt = \omega_1 t + \frac{\delta\omega}{\omega_2} \sin \omega_2 t = \omega_1 t + M_f \sin \omega_2 t.$$

Величину  $M_f = \frac{\delta\omega}{\omega_2}$  називають **індексом частотної модуляції**. За змістом вона подібна до індексу фазової модуляції  $M_\varphi$ .

Доведений взаємозв'язок між ФМ і ЧМ дає можливість використовувати ЧМ-апаратуру для отримання фазової модуляції, і навпаки, – ФМ-апаратуру для реалізації частотної модуляції. Наприклад, для отримання ЧМ можна скористатися фазовим модулятором (рис. 4.28, а), але модулюючий низькочастотний сигнал слід спочатку пропустити через інтегруючу комірку.

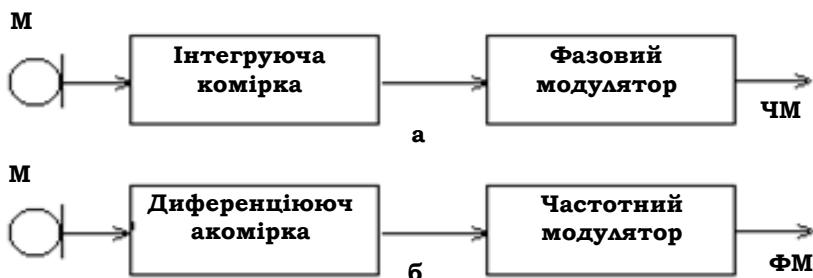


Рис. 4.28

Можна здійснити і зворотну операцію: за допомогою частотного модулятора отримати фазову модуляцію (рис. 4.28, б). Необхідно лише спочатку продиференціювати модулюючий сигнал, пропустивши його через диференціючу комірку. Як диференціючі та інтегруючі комірки можна використати звичайні RC-комірки, проте кращі результати будуть отримані, якщо застосувати інтегруючі або диференціючі схеми на операційних підсилювачах.

## Основи радіоелектроніки

Схеми для демодуляції частотнозмодульованих сигналів за допомогою ФМ-детектора або демодуляції ФМ-сигналів за допомогою ЧМ-детектора зображенено на рис. 4.29.

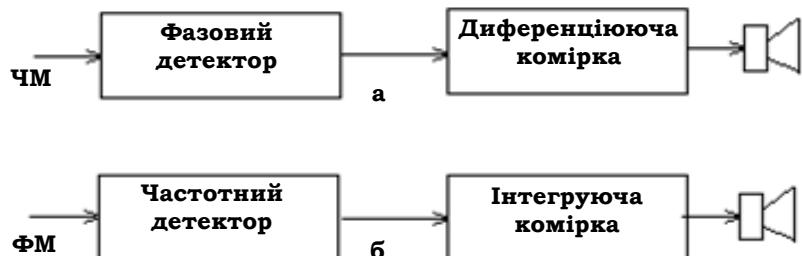


Рис. 4.29

Більш досконалою та поширеною є апаратура для частотної модуляції, тому при роботі з фазомодульованими сигналами зазвичай використовують ЧМ-апаратуру з перетворенням інформаційних НЧ-сигналів шляхом їх інтегрування або диференціювання. Тому надалі обмежимося лише розглядом схем ЧМ-апаратури: частотних модуляторів і детекторів.

### 4.3.3. Частотний модулятор

Для одержання частотної модуляції можна скористатися звичайним автогенератором, у коливний контур якого ввімкнено варикап, що керується модулюючим низькочастотним сигналом. Умовну схему такого ЧМ-автогенератора зображенено на рис. 4.30. Вона складається зі звичайного автогенератора з трансформаторним зворотним зв'язком і паралельним живленням. Паралельно до коливного  $LC$ -контуру підключено варикап  $D$ , до якого через дросель  $L_{\text{др}2}$  прикладається модулююча низькочастотна напруга, що виробляється мікрофоном  $M$  і змінює величину ємності варикапа, а отже й частоту, яка генерується схемою. Дросель  $L_{\text{др}2}$  відгороджує контур від мікрофона, а розділова ємність  $C_{\text{р}2}$  не дозволяє закоротитися НЧ-сигналу через індуктивність контуру. Джерело напруги  $E_B$  утримує варикап у закритому стані, коли він, власне, і може використовуватися як змінна ємність. Оскільки остання нелінійно залежить від керуючої напруги  $V(t)$ , а частота генератора пропорційна  $C^{-1/2}$  (де  $C$  – загальна ємність контура), то пропор-

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

ційність між  $\Delta\omega(t)$  і  $V(t)$  вдається отримати тільки при досить малих значеннях амплітуди сигналу  $V(t)$  і сама глибина частотної модуляції виявляється невеликою.

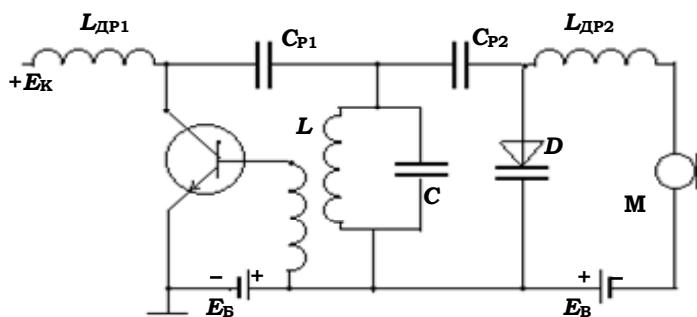


Рис. 4.30

Істотним недоліком подібного частотного модулятора є неможливість стабілізувати його несучу частоту. Для усунення цього недоліку розроблено цілу низку методів. Розглянемо один з них – метод з використанням фазового модулятора, подібного до зображеного на рис. 4.26. Частота його задавального генератора може бути застабілізована, наприклад, за допомогою кварцу. Для того, щоб цей фазовий модулятор створював частотномодульований сигнал, інформаційний низькочастотний сигнал подають до нього через інтегруючу комірку, як зображено на рис. 4.28, а.

### 4.3.4. Частотний детектор

Блок-схему частотного детектора зображенено на рис. 4.31. До його складу входять такі блоки:

а) амплітудний обмежувач здійснює двобічне обмеження величини сигналу, "зрізаючи" амплітудні завади та паразитну амплітудну модуляцію. Подібні пристрої були розглянуті вище;



Рис. 4.31

## Основи радіоелектроніки

б) частотний дискримінатор. Проходячи через нього, сигнал набуває амплітудної модуляції, причому амплітуда сигналу виявляється однозначно залежною від частоти сигналу. У найпростішому випадку частотним дискримінатором може служити розстроєний коливний контур (рис. 4.32). Його розлад  $\Delta f$  обирається таким, щоб середнє значення частоти частотнозмодульованого сигналу  $f_C$  припадало на лівий схил резонансної кривої контуру. Тоді, зі зростанням частоти амплітуда сигналу на виході контуру збільшується, а зі зменшенням – зменшується, тобто частотнозмодульований сигнал зазнає амплітудної модуляції;

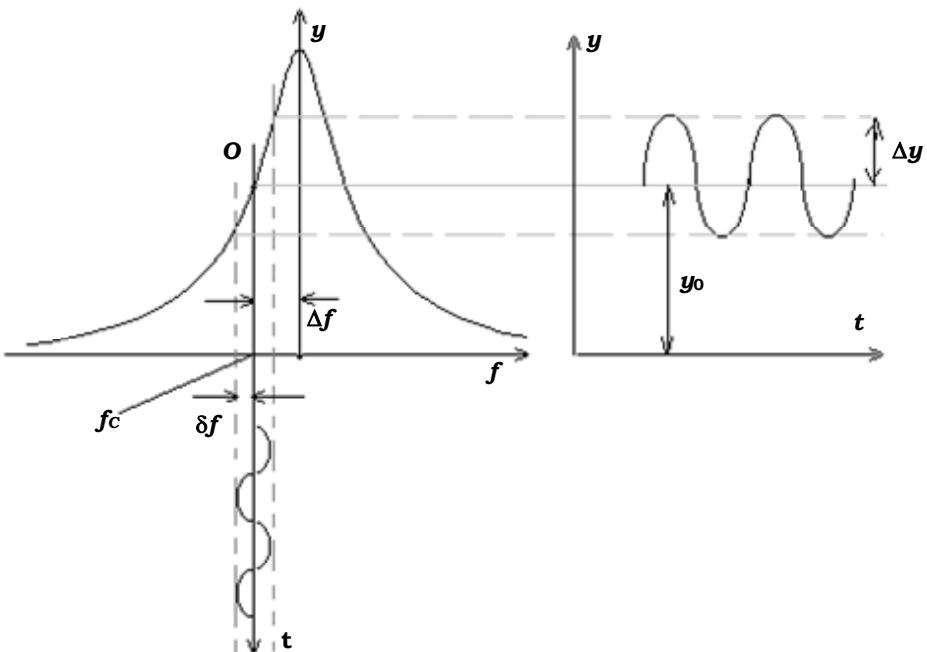


Рис. 4.32

в) амплітудний детектор демодулює ВЧ сигнал звичайним чином і виділяє з нього його обвідну. Принцип роботи та схеми АМ детекторів також були вже розглянуті.

Недоліком простого частотного дискримінатора на поодинокому коливному контурі є неможливість апроксимувати прямою лінією ділянку резонансної кривої для будь-якої значної девіації частоти  $\delta f$ . Залежність між величиною вихідного сигналу та миттєвим відхилен-

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

ням частоти виявляється нелінійною, у результаті чого виникають нелінійні спотворення у віддетектованому сигналі.

Крім того, при швидких змінах частоти виникають переходні процеси, які також викликають спотворення вихідного сигналу. Коливання в контурі, так би мовити, "не встигають" за змінами частоти сигналу. Це має місце тоді, коли спектр частотнозмодульованих коливань виявляється ширшим за смугу пропускання контуру. Тому для якісної частотної дискримінації використовують спеціальні складні схеми. Одна з них – частотний дискримінатор на двох розстроєних контурах (рис. 4.33). Він є фактично сумою двох звичайних амплітудних детекторів, увімкнених один на зустріч одному, і вихідний сигнал є різницею їх вихідних сигналів. Але резонансні частоти контурів I і II дещо різняться одна від одної. У результаті при правильному підборі величини  $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$  вихідний сигнал має майже прямолінійну ділянку в межах різниці цих частот.

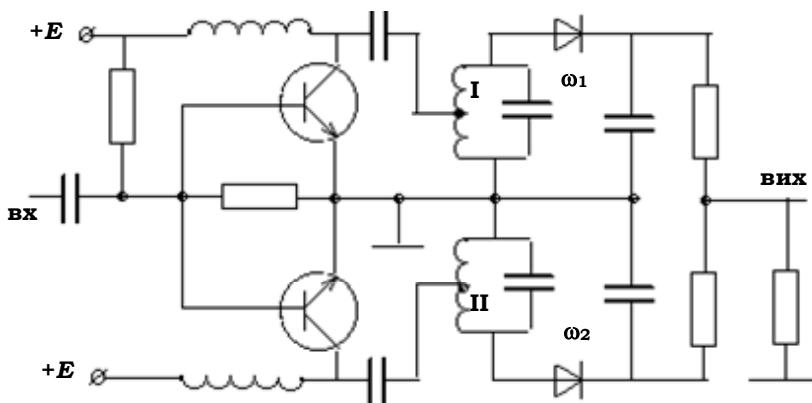


Рис. 4.33

На практиці для частотного детектування частіше застосовується схема так званого фазочастотного дискримінатора (рис. 4.34). Ліва частина цієї схеми являє собою резонансний підсилювач на контурі "1". З ним через взаємну індуктивність  $M$  з'язаний контур "2" ідентичний першому. Векторна діаграма струмів і напруг у контурах для випадку, коли миттєва частота вхідного сигналу  $\omega$  збігається з резонансною частотою цих контурів, зображена на рис. 4.35, а. Струм  $I_1$ , що протікає в першому контурі, відстає від напруги  $U_1$  на індуктивності  $L$  на  $90^\circ$ , оскільки  $U_1 = j\omega L I_1$ . Цей струм індуктує в другому контурі електромагнітну силу  $E_2 = -j\omega M I_1$ , яка відстає від цього струму на  $90^\circ$ .

## Основи радіоелектроніки

Оскільки контур "2" перебуває в резонансі з частотою  $\omega$ , струм у ньому визначається його омічним опором і створює на індуктивності цього контуру напругу  $U_2 = j\omega L I_2$ , яка має випереджати струм  $I_2$  на  $90^\circ$ , тобто відставати від напруги  $U_1$  на  $90^\circ$ .

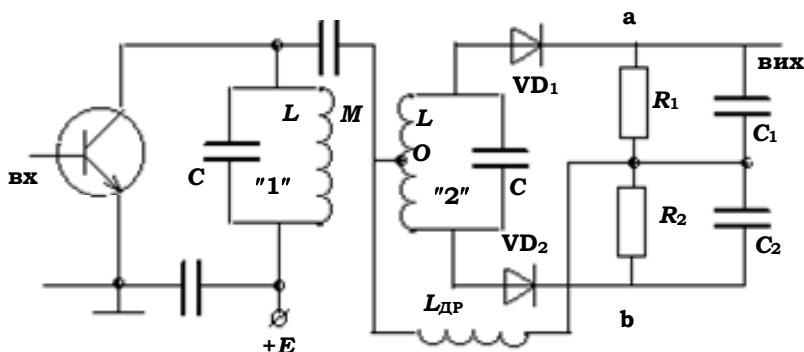


Рис. 4.34

Отже, напруги  $U_a$  і  $U_b$  що надходять до кожного з діодів (щодо середньої точки "O" другого контуру), складаючись з напругою  $U_1$  і нормальніх до неї доданків  $\pm 1/2 U_2$  за модулем, які дорівнюють одна одній, так що на виході сигнал дорівнюватиме нулю (рис. 4.35, б).

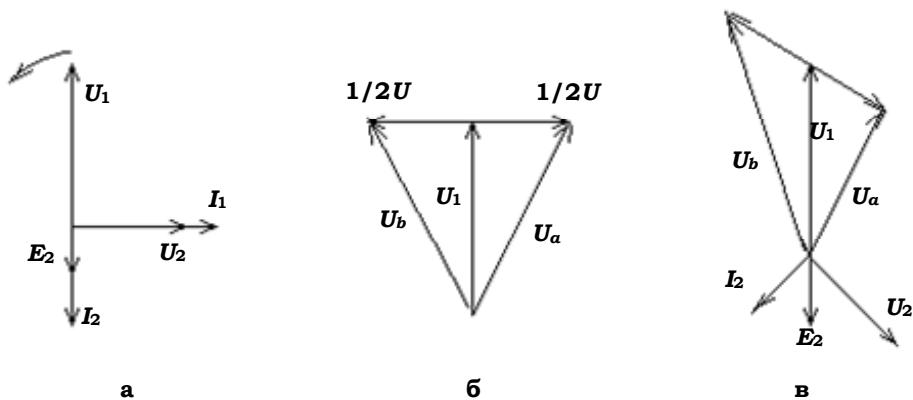


Рис. 4.35

При відхиленні від резонансу (наприклад, коли  $\omega > \omega_0$ ), загальний опір другого контуру є індуктивним, і струм  $I_2$  має відставати від  $E_2$  (рис. 4.35, в). Тоді модулі напруги  $U_a$  та  $U_b$  стають неоднаковими

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

$(U_a < U_b)$  і віддетектована напруга на виході буде негативною. У протилежному випадку ( $\omega < \omega_0$ ) вона стає позитивною.

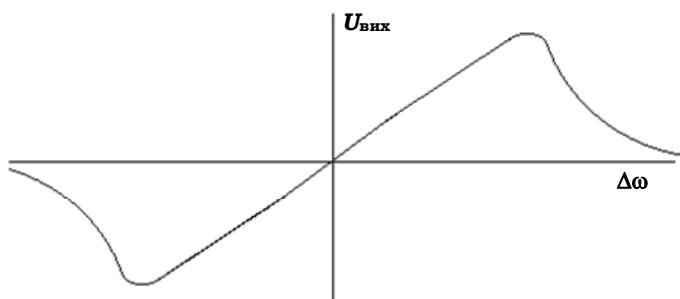


Рис. 4.36

Загальний вигляд залежності  $U_{\text{вих}}(\Delta\omega)$  зображенено на рис. 4.36. Ця крива має досить широку лінійну ділянку, що проходить через нуль і при великих  $\Delta\omega$  спадає, оскільки контури виходять з резонансу. Лінійність дискримінації тут виявляється значно крашою, ніж у попередній схемі. До цього опису дії схеми слід лише додати, що дросель  $L_{\text{др}}$  необхідний для замикання віддетектованого струму діодів.

### 4.3.5. Фазовий детектор

**Фазовим детектором** називають пристрій, напруга на виході якого  $U_{\text{вих}}$  залежить від різниці фаз двох порівнюваних напруг від входів (1) і (2) однакових або дуже близьких за частотою. Схему такого фазового детектора зображенено на рис. 4.37.

Принцип дії фазового детектора пояснюється векторною діаграмою на рис. 4.38, де напруга  $U_2$  зсунута за фазою відносно напруги  $U_1$  на кут  $\varphi$ . Разом ці напруги утворюють на діоді  $D_1$  напругу  $U_a$ , а на діоді  $D_2$  – напругу  $U_b$ . Якщо  $U_2 \ll U_1$ , то можна вважати, що  $U_a \approx U_1 + U_2 \cos \varphi$ , а  $U_b \approx U_1 - U_2 \cos \varphi$ . Віддетектований різницевий сигнал на виході дорівнюватиме  $U_{\text{вих}} = 2U_2 \cos \varphi$ .

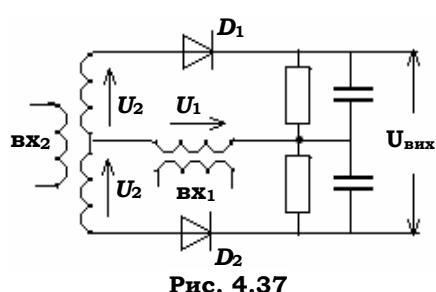


Рис. 4.37

## Основи радіоелектроніки

Пропорційність  $U_{\text{вих}}$  до самого кута  $\varphi$  відбувається лише в околі  $\varphi \approx \pm 90^\circ$  (рис. 4.39). Як фазовий детектор можна застосовувати також описаний вище синхронний детектор. Увімкнувши на виході такого фазового детектора диференуючу комірку, отримують частотний детектор (рис. 4.29, а). І навпаки, увімкнувши на виході частотного детектора інтегруючу комірку (рис. 4.29, б), можна отримати пристрій, який буде здійснювати фазове детектування сигналів.

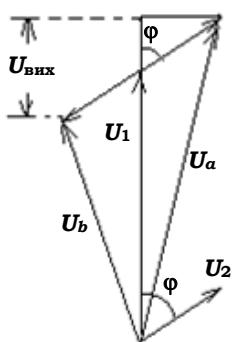


Рис. 4.38

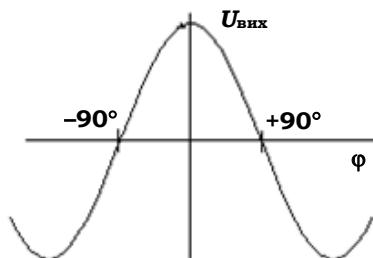


Рис. 4.39

## КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

- Що таке індекс фазової модуляції? Чи може він перевищувати  $\pi/2$ ?
- Які переваги (і недоліки) має ФМ і ЧМ порівняно з АМ?
- Чи дає фазова (або частотна) модуляція повне позбавлення від імпульсних завад?
- Чи можна отримати за допомогою схеми фазового модулятора, зображеного на рис. 4.26, фазову модуляцію з індексом більшим  $\pi/2$ ?
- Доведіть спорідненість фазової та частотної модуляції.
- Доведіть, що при перетворенні частоти фазомодульованого сигналу ця модуляція переходить на нову частоту.
- Чи можна, маючи у своєму розпорядженні частотний модулятор, здійснити за його допомогою фазову модуляцію? Як це можна зробити?
- Чи залежить індекс частотної модуляції або індекс фазової модуляції від частоти модулюючого сигналу?

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

9. Чи можна стверджувати, що ширина спектра ЧМ-радіостанції дорівнює подвоєному значенню девіації частоти?
10. Чому робота радіомовних станцій зазвичай здійснюється методом амплітудної модуляції, а не частотної (або фазової) модуляції?
11. Чому при розладі радіоприймача сприймання АМ-сигналу супроводжується нелінійними спотвореннями?
12. Складіть принципову схему пристрою, за допомогою якого можна здійснювати частотну модуляцію.
13. Чи можна стабілізувати частоту ЧМ-модулятора, схему якої зображенено на рис. 4.32?
14. Навіщо у схемі частотного детектора потрібний амплітудний обмежувач? Запропонуйте принципову схему такого обмежувача.
15. Що таке частотний дискримінатор? Навіщо він потрібний у схемі частотного детектора?
16. Як можна здійснити частотну дискримінацію за допомогою поодинокого контуру?
17. Що являємо собою сигнал на виході одноконтурного частотного дискримінатора (рис. 4.32), якщо несуча (середня) частота ЧМ-сигналу збігатиметься з резонансною частотою контуру?
18. Чи буде придатним метод, використаний нами для розгляду роботи одноконтурного частотного дискримінатора (рис. 4.32), якщо частота модулюючого сигналу  $\omega_2$  буде більшою за смугу пропускання контуру  $\omega_0 / Q$ ?

## ЗАДАЧІ

1. У фазовому модуляторі, зображеному на рис. 4.26, а, амплітуда сигналу  $U_1 = 10$  В. Сигнал  $U_2$  має середнє значення 3 В і знає амплітудної модуляції з  $m = 30\%$ . Чому дорівнюватиме індекс фазової модуляції  $M_\phi$  і глибина паразитної амплітудної модуляції на виході цього фазового модулятора?
2. Фазовий модулятор утворено за схемою, зображену на рис. 4.28, б. Частота модулюючого сигналу  $f_2 = 1$  кГц, девіація частоти, що її створює частотний модулятор,  $\delta f = 5$  кГц. Яким буде індекс фазової модуляції  $M_\phi$  у вихідному сигналі?
3. У частотному модуляторі, зображеному на рис. 4.30,  $L = 100$  мкГ,  $C = 200$  пФ; ємність варикапа має середнє значення  $C_D = 15$  пФ і змінюється в межах  $\pm 5$  пФ. Частота НЧ сигналу

## Основи радіоелектроніки

5 кГц. Чому дорівнюватиме девіація частоти  $\delta f$  та індекс частотної модуляції  $M_f$ ?

4. Для частотної дискримінації ЧМ-сигналу використовується розстроєний поодинокий контур (рис. 4.32). Резонансна частота контуру  $f_0 = 4$  МГц, модулююча частота  $f_{\text{мод}} = 22$  кГц, індекс частотної модуляції  $M_f = 0,7$ , добиротність контуру  $Q = 25$ . Яким має бути розлад  $\Delta f$ , щоб отримати найбільший ефект дискримінації? Яка буде при цьому глибина амплітудної модуляції  $m$  на виході дискримінатора?

## 4.4. АВТОМАТИЧНІ РЕГУЛЮВАННЯ В РАДІОПРИЙМАЧАХ

### 4.4.1. Автоматичне підстроювання частоти

Точне настроювання радіоприймача на несучу частоту є неодмінною умовою для якісного відтворення сприйнятого сигналу. Це можна довести за допомогою векторних діаграм у випадку, коли несуча частота  $\omega$  є амплітудно промодульованою гармонічним сигналом із частотою  $\Omega$  (рис. 4.40, a). Вектори, що зображають сигнали від бокових частот, обертаються відносно вектора несучої частоти в протилежні боки. Вони симетрично розташовані відносно цього вектора  $i$ , додаючись до нього, змінюють амплітуду сумарного вектор-сигналу від величини  $oa$  до величини  $ob$ , але так, що сумарний вектор збігається за напрямком з вектором несучої частоти  $oo'$ , і довжина цього сумарного вектора змінюється в часі гармонічно з частотою  $\Omega$ . При точному настроюванні приймача на несучу частоту бокові частоти, хоча дещо й

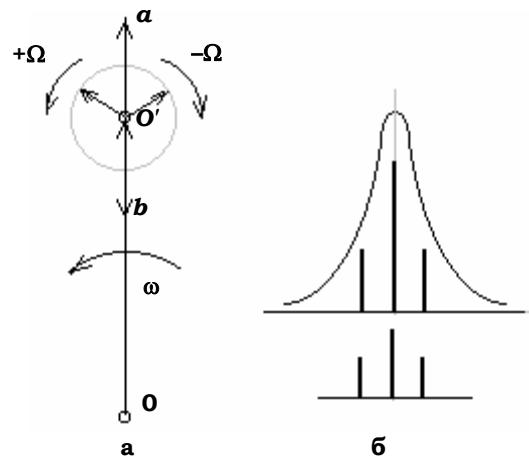


Рис. 4.40

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

послаблюються, але симетрія спектра зберігається (рис. 4.40, б).

При розладі симетрія спектра порушується: амплітуда одної з бокових частот стає більшою за другу (рис. 4.41, а). При обертанні векторів, що ним відповідають, їх сума з вектором несучої частоти змінюється в часі, хоча і з частотою  $\Omega$ , але вже не за гармонічним законом. Після детектування подібного сигналу віддатикований сигнал виявляється нелінійно спотвореним. До того ж, сумарний вектор  $oa$  зазнає хитань відносно вектора несучої частоти, тобто виникає паразитна фазова модуляція (рис. 4.41, б).

При неточному настроюванні радіоприймача на певну радіостанцію спотворення проявляються в хрипкому та нерозіривному звучанні сприйнятої програми. Подібні ж спотворення спостерігаються й при неточному настроюванні радіоприймача на радіостанції з частотою або фазовою модуляцією, оскільки також порушується симетрія спектрів сприйнятих сигналів.

Отже, точне настроювання радіоприймача на частоту радіостанції є обов'язковою та неодмінною умовою для якісного відтворення її програми. На жаль, таке точне настроювання вдається не завжди. До того ж, сама частота сигналу може зазнавати деяких змін у часі. Це, звичайно, не стосується власної частоти радіостанції, оскільки за існуючими стандартами стабільність несучої частоти діючих радіостанцій обмежується досить жорсткими умовами. Але в супергетеродинних приймачах проміжна частота  $f_{\text{пр}}$ , на якій саме й ведеться основне підсилення, утворюється як комбінація частоти радіостанції  $f_c$  і частоти гетеродина  $f_{\Gamma}$ :  $f_{\text{пр}} = f_{\Gamma} - f_c$ .

Частота гетеродина може зазнавати певних змін хоча б через зміни температури або режиму живлення. Тому при роботі з супергетеродинними приймачами їх доводиться час від часу підстроювати. Усіх цих неприємностей можна позбутися застосовуючи автоматичне підстроювання частоти (АПЧ), яким обладнують усі більш-менш якісні сучасні супергетеродинні приймачі. Блок-схему подібного приймача зображенено на рис. 4.42. Тут до схеми типового супергетеродинного приймача додано ще блоки АПЧ (обведені пунктиром). Їх основною частиною є час-

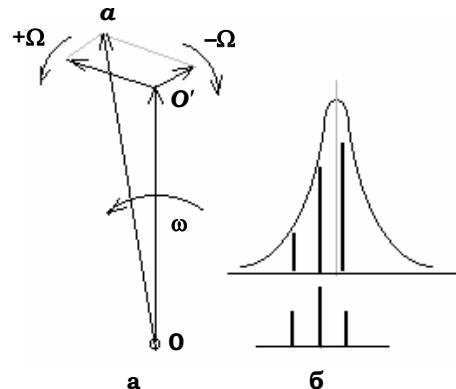


Рис. 4.41

## Основи радіоелектроніки

тотний дискримінатор ЧД, який виробляє сигнал  $s$ , пропорційний до відхилення виробленої проміжної частоти  $f_{\text{пр}}$  від її стандартного значення  $f_{\text{пр}0}$ . Цей сигнал через фільтр низької частоти ФНЧ подається на варикап, приєднаний до контуру гетеродину й може змінювати його частоту. Полярність сигналу  $s$  така, щоб при змінах  $f_{\text{пр}}$ , величина відхилення  $f_{\text{пр}}$  від  $f_{\text{пр}0}$  зменшувалась. Отже, уся ця система утворює коло й працює за принципом негативного зворотного зв'язку.

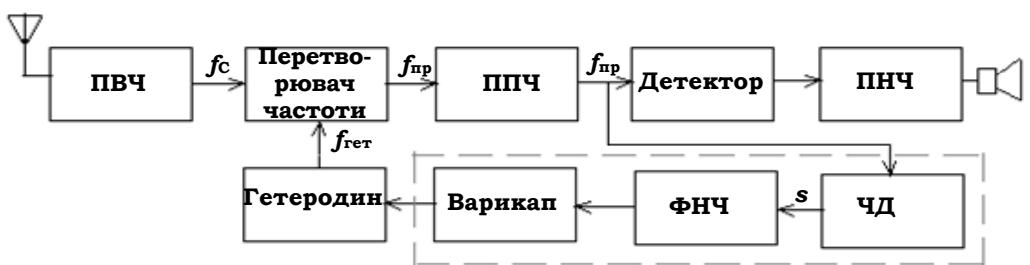


Рис. 4.42

Слід додати, що фільтр ФНЧ необхідний для того, щоб швидкі зміни частоти або фази в сигналі проміжної частоти (коли цей сигнал є частотно- або фазозмодульованим, або коли через розлад він зазнає вищеописаної паразитної фазової модуляції) не викликали спрацьовування системи, а вона спрацьовувала лише від повільних і довготривалих змін  $f_{\text{пр}}$ .

Певним недоліком АПЧ є його склонність самодовільно "перестрибувати" на сусідні за частотою радіостанції, якщо сила сигналу від них надто велика й "пересилює" сигнал від бажаної станції.

### 4.4.2. Автоматичне регулювання підсилення

Амплітуди сигналів, що надходять від різних радіостанцій, можуть відрізнятися одна від одної на кілька порядків, тому при перестроюванні радіоприймача з одної станції на іншу для підтримування сили вихідного сигналу в нормальних межах доводиться істотно змінювати та регулювати підсилення приймача.

Навіть при сприйманні одної станції короткохвильового діапазону величина вхідного сигналу може зазнавати час від часу великих змін, інколи зникаючи майже зовсім. Це так звані **фейдинги**. Вони спричи-

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

няються неоднорідностями іоносфери, від якої відбиваються радіовілі й рухом цих неоднорідностей. Тому при роботі з радіостанціями КХ-діапазону доводиться весь час підрегульовувати підсилення приймача. Щоб позбутися цих незручностей у більшості сучасних радіоприймачів застосовується автоматичне регулювання підсилення (АРП). Блок-схему подібного приймача зображенено на рис. 4.43.

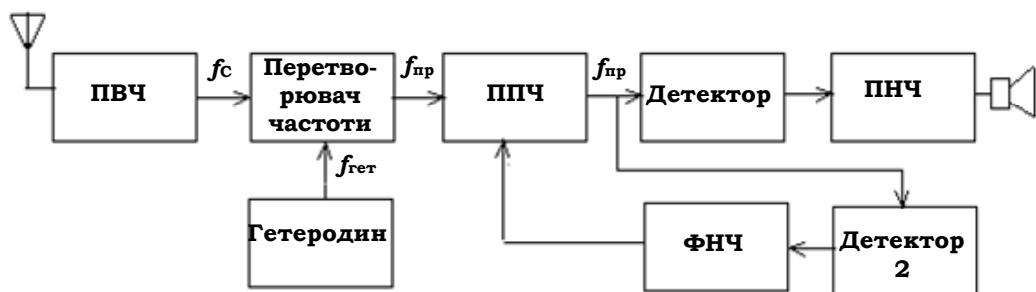


Рис. 4.43

До схеми звичайного супергетеродинного приймача додається ще один амплітудний детектор "Дет. 2". Сигнал з його виходу через фільтр низької частоти потрапляє на каскади підсилювача проміжної частоти, впливаючи на їх режим так, щоб зменшувати їх підсилення. Інколи для збільшення дії АРП цей сигнал подається також на каскади ПВЧ і перетворювача частоти. Отже, ця система працює за принципом негативного зворотного зв'язку – чим більший сигнал на виході ППЧ, тим більшою мірою зменшується його підсилення. Фільтр низької частоти необхідний для того, щоб АРП спрацьовувало лише від повільних змін амплітуди сигналу (інакше воно б просто зменшувало глибину модуляції сприйнятого АМ-сигналу).

У такому найпростішому вигляді АРП знижує однаковою мірою підсилення всіх сигналів – як сильних, так і слабких (лінія 1 на рис. 4.44). Тому діод у Дет. 2 зазвичай підпирає запірною напругою, так щоб він відкривався, і АРП спрацьовувало лише від достатньо сильних сигналів, більших за  $U'_{\text{вх}}$  (лінія 2, рис. 4.44). Це так зване **затримання АРП**.

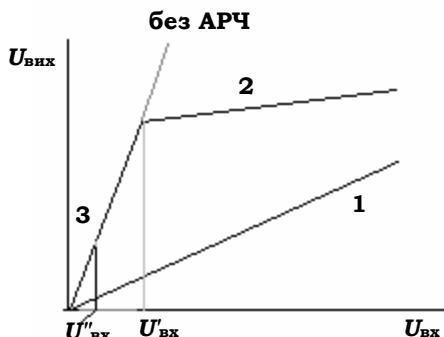


Рис. 4.44

## Основи радіоелектроніки

Іще одне вдосконалення полягає в тому, що найслабші сигнали (менші від  $U_{\text{вх}}''$ ) взагалі не підсилюються. Це сигнали такого рівня, коли вони сумірні з власними шумами приймача й однаково губляться в цих шумах. Таке **АРП** називається **безшумним**.

### 4.4.3. Односмуговий радіозв'язок

Спектр звичайного амплітудно-модульованого радіосигналу складається з двох бокових смуг і несучої частоти (рис. 4.45, а), але кожна з бокових смуг несе в собі повну інформацію про спектр низькочастотних коливань і тому, здавалося б, друга бокова смуга та несуча частота зайві. Отже, передачу інформації можна було б виконувати лише за допомогою одної з бокових смуг. Саме так здійснюється радіозв'язок так званим **односмуговим методом**.

Переваги односмугового методу є досить очевидними. а саме:

- у певному діапазоні частот можна було б розмістити вдвічі більше радіостанцій;
- збільшується коефіцієнт корисної дії радіопередавача. Дійсно, у амплітудно-модульованому сигналі основна потужність міститься в несучій частоті, яка за величиною зазвичай значно більша за бокові частоти. Наприклад, при глибині модуляції  $m = 0,35$  на одну з бокових смуг припадає лише 6 % потужності радіопередавача;
- у приймачі в одну бокову смугу частот потрапляє вдвічі менше шумів і завад, ніж при звичайній амплітудній модуляції.

Для створення односмугового радіосигналу у звичайному амплітудно-модульованому радіопередавачі за допомогою спеціальних фільтрів з різкою межею зрізу повністю заглушується верхня бокова смуга. Несуча частота заглушується неповністю, а так, щоб від неї лишився невеличкий так званий **пілот-сигнал**, який, як буде показано далі, знадобиться в радіоприймачі (рис. 4.45, б). Далі одержаний таким чином сигнал підсилюється за потужністю й випромінюється антеновою.

Блок-схему односмугового радіоприймача зображенено на рис. 4.46. В її основі лежить звичайна блок-схема супергетеродинного приймача. Відмінність полягає лише в тому, що в ній особлива увага приділяється пілот-сигналу (перенесеному на проміжну частоту), який бу-

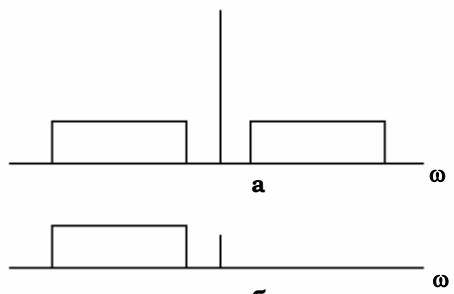


Рис. 4.45

## Розділ 4. Принципи радіозв'язку

дучи знятий з ППЧ, відфільтровується вузькосмуговим фільтром, підсилюється резонансним підсилювачем і подається на синхронний детектор, де він зустрічається з підсиленим сигналом бокової смуги, синхронно детектується й виводиться на підсилювач низької частоти.

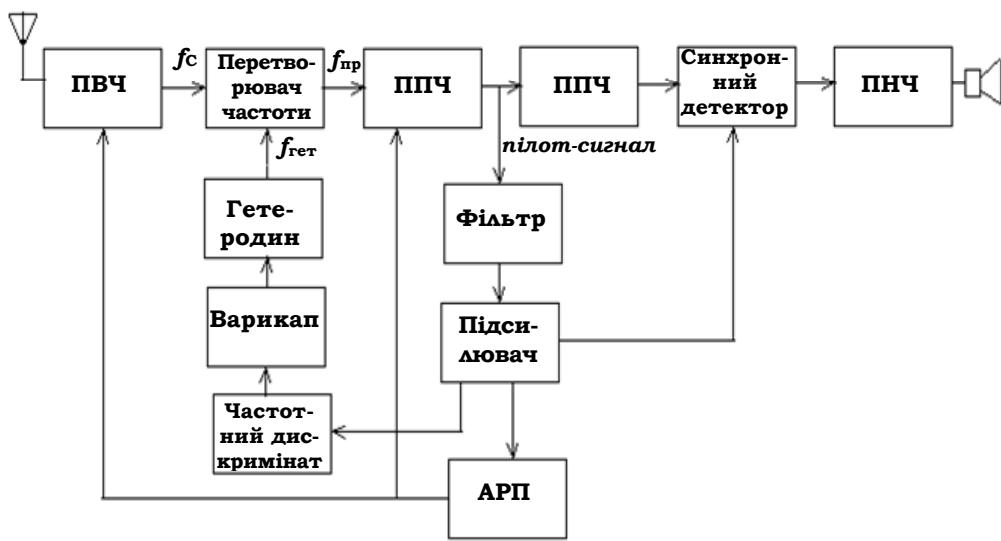


Рис. 4.46

Слід підкреслити, що для успішної роботи такого приймача потрібне жорстке прив'язування частоти гетеродина до частоти пілот-сигналу. За цього використовується описана вище система автоматичного підстроювання частоти. Рівень підсиленого пілот-сигналу використовується також для автоматичного регулювання підсилення приймача.

Певним недоліком односмугового радіозв'язку є істотне ускладнення конструкції як передавачів, так і приймачів. Тому він застосовується переважно для професійного радіозв'язку, тоді як широкомовний радіозв'язок здійснюється за допомогою звичайної амплітудної модуляції.

### КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. До яких негативних наслідків призводить неточне настроювання на радіостанцію, що сприймається?
2. Як при неточному настроюванні на АМ-радіостанцію виникає паразитна фазова модуляція?

## **Основи радіоелектроніки**

---

---

3. Чому частота проміжного сигналу в супергетеродинному приймачі не зберігається стабільною?
4. У чому полягає принцип роботи АПЧ?
5. Навіщо в системі АПЧ потрібний фільтр низької частоти?
6. Якою має бути полярність сигналу виробленого частотним дискримінатором АПЧ?
7. Які переваги та недоліки існують при застосуванні АПЧ?
8. Навіщо необхідне в радіоприймачах автоматичне регулювання підсилення?
9. Чим відрізняється амплітудний детектор сигналу від амплітудного детектора АРП?
10. Навіщо сигнал з виходу детектора АРП подається на каскади приймача через фільтр низької частоти?
11. Що таке "затримане АРП"? Чим воно відрізняється від незатриманого?
12. Що таке "безшумне АРП"? Як воно реалізується?
13. Які переваги має односмуговий радіозв'язок?
14. Що таке "пілот-сигнал" у односмуговому радіозв'язку?
15. Навіщо потрібна система АПЧ у радіоприймачі односмугового радіозв'язку?
16. Чому, незважаючи на всі свої переваги, односмуговий радіозв'язок не набув значного поширення?

## РОЗДІЛ 5

# ЦИФРОВА ТЕХНІКА

Цифрова техніка є одним з новітніх розділів сучасної радіоелектроніки, який набуває дедалі все більшого значення. Цифрові пристрой та цифрові методи подання й передачі інформації знаходять широке застосування в техніці зв'язку, звукозапису, телебаченні, телеметрії та автоматизації, а найголовніше – лежать в основі всієї сучасної електронно-обчислювальної техніки. Тому знання принципів роботи цифрових пристрой і процесів, що в них відбуваються, має важливе значення при вивченні радіоелектроніки та радіотехніки.

В основі роботи всіх цифрових пристрой лежить ключовий режим транзисторів, який саме й розглядається в першому підрозділі даного розділу. Подальші підрозділи розглядають логічні елементи та їх мікросхеми, комбінаційні пристрой (арифметичні та логічні), елементи пам'яті – тригери, реєстри й лічильники, запам'ятувуючі пристрой й перетворювачі аналогової та цифрової інформації. Розглянуто принципи роботи мікропроцесорів і малих електронно-обчислювальних машин.

### 5.1. ПРИНЦИПИ ЦИФРОВОЇ ТЕХНІКИ

#### ***5.1.1. Аналоговий і цифровий способи подання інформації***

При передачі інформації за допомогою електричних сигналів часто використовують спосіб, коли фізична величина, яка є носієм інформації, перетворюється на електричний сигнал – струм або напругу. Так здійснюється, наприклад, телефонний зв'язок: звукові коливання тиску повітря на мембрани телефону перетворюються на коливання струму. У навушнику цей струм викликає коливання мембрани,

## Основи радіоелектроніки

останні ж знову збуджують звукові хвилі. У телебаченні амплітуда напруженості поля електромагнітної хвилі пропорційна яскравості точки зображення, яка в даний момент передається.

Можливі також інші ситуації, коли, наприклад, величина струму або напруги зображуються відхиленням стрілки електровимірювального приладу на кут, пропорційний вимірюваній величині. Цей принцип може бути застосований не лише до електричних величин. Наприклад, кут відхилення стрілки манометра або барометра пропорційний вимірюваному тиску, а стрілки годинника або секундоміра – минулому часу.

Нарешті, при графічному зображення якого-небудь процесу у вигляді графіка функції  $A(t)$  відрізки абсцис і ординат мають бути відповідно пропорційними величинам  $A$  та  $t$  (рис. 5.1). Такий спосіб подання інформації називається **аналоговим**, оскільки замість передаваної величини фігурує пропорційна їй величина, яка змінюється за тим самим законом, що й передавана. Як аналог ("замінник" передаваної величини) зазвичай обирають такі фізичні величини, які здатні забезпечити передачу інформації на значні відстані (електричний струм, радіохвилі, світло) або зручні для наочного зображення вимірюваної величини (кутові відхилення стрілок, відрізки на графіках).

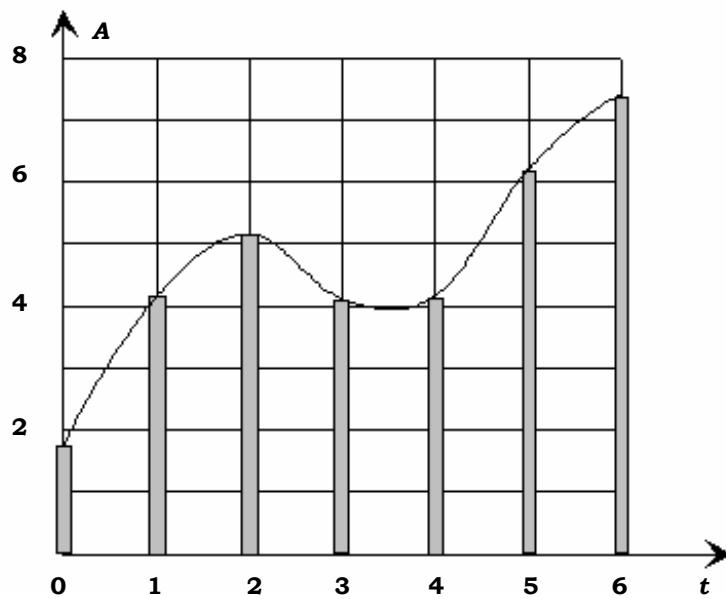


Рис. 5.1

## Розділ 5. Цифрова техніка

Інформацію, яка міститься на рис. 5.1, можна зобразити також у вигляді таблиці (табл. 5.1), де значення фізичних величин  $A$  та  $t$  подано цифрами. Такий спосіб подання інформації називають **цифровим**.

**Таблиця 5.1**

$t$	0	1	2	3	4	5	6
$A$	1,76	4,12	5,09	4,05	4,09	6,15	7,43

Незважаючи на звичність і очевидність такого переходу, він не та-кий простий, як це здається на перший погляд. Дійсно, щоб перейти від графічного (аналогового) подання процесу  $A(t)$  до табличного (цифрового), необхідно виконати такі операції:

- розділити весь інтервал часу на ряд рівних проміжків;
- у вибрані моменти часу вимірюти значення величини  $A$ ;
- ці вимірювання треба виконати з необхідною точністю, тобто слід округлити істинні значення  $A$  до деякого дискретного значення (у табл. 5.1 до трьох значущих цифр);
- одержані числа слід зобразити у вигляді деяких символічних зна-ків – наприклад, у табл. 5.1 вони записані арабськими цифрами, хоча їх можна було б записати й римськими. Процес зображення чисел умов-ними символами (кодом) називають **кодуванням**.

Таким чином, першим етапом перетворення аналогової інформації на цифрову є дискретизація в часі: здійснення вимірювань (відліків) передавальної величини через визначені інтервали часу  $\Delta t$ . Ці інтервали не повинні бути надто великими, оскільки можна втратити інформацію про дрібні деталі в поведінці функції між моментами відліків. А при надто частих вимірюваннях інформація може виявитися надлишковою.

Інтуїція підказує, що для "гладенької", повільнозмінної функції вимірювання можна робити порівняно рідко, тоді як для сильно порізаної, швидко осцилюючої функції вони мають бути густішими. Кількісно величину необхідної частоти вимірювань визначає **теорема Котельні-кова**: функція часу з обмеженим спектром повністю визначається рядом дискретних значень (відліків), узятих через інтервали часу

$$\Delta t \leq \frac{1}{2f_{\text{рп}}}, \quad (5.1)$$

де  $f_{\text{рп}}$  – найвища частота, яка є у спектрі функції. Отже, замість того, щоб передавати всю неперервну функцію  $A(t)$ , можна обмежитись передачею послідовності коротких імпульсів, амплітуди яких про-

## Основи радіоелектроніки

---

---

порційні миттєвим значенням  $A(t)$  у моменти відліків (рис. 5.1). Якщо  $\Delta t$  задовільняє умову (5.1), то в точці прийому неперервний сигнал може бути відновлений як обвідна цих імпульсів.

Наступною операцією після дискретизації сигналу в часі та вимірювання його миттєвого значення є округлення виміряної величини. При цьому від континуума аналогових значень потрібно перейти до дискретної послідовності цифрових значень, крок яких залежить від ступеня округлення. У табл. 5.1, наприклад, округлення велося до сотих, але в разі необхідності можна виконати його значно точніше.

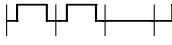
Округлення еквівалентне розбивці всієї шкали значень величини  $A$  на ряд дискретних рівнів і "прив'язуванню" істинного значення сигналу до найближчого з них. Таку операцію прийнято називати **квантуванням сигналу**. Звичайно, при заміні істинних значень сигналу на квантовані (округлені), виникають неточності та спотворення, що еквівалентні появі в передавальному тракті деяких завад, які інакше ще називають **шумами квантування**. Шуми квантування будуть тим меншими, чим меншим є крок квантування, тобто інтервал між сусідніми рівнями. Тобто бажано було б робити крок квантування якомога меншим. Однак при цьому може утворитися надлишкова інформація, коли точність квантування виявляється більшою за необхідну. Природною межею кроку квантування є рівень завад, які завжди присутні в передавальному сигналі та обмежують точність вимірювання його параметрів. Ясно, що робити крок квантування меншим від рівня завад є недоцільним. Кількість рівнів визначає якість передачі. Наприклад, для передачі телефонних сигналів достатньо кількох сотень рівнів, тоді як для високоякісного відтворення музики їх потрібно кілька тисяч або навіть десятки тисяч.

Останнім етапом перетворення аналогової інформації на цифрову є кодування сигналу – подання числа, отриманого квантуванням сигналу, у вигляді деякого умовного кодового символу. При передачі цифрової інформації у вигляді електричних сигналів такими символами можуть служити групи імпульсів струму чи напруги, наприклад, як у коді (азбуці) Морзе.

Код Морзе, однак, незручний, оскільки в ньому використовують імпульси двох типів – короткі (крапки) і довгі (тире), загальна кількість яких у різних цифрах і літерах може бути різною. Більш зручним є код Бодо, у якому кожна посилка (кодове "слово") являє собою групу певної кількості одинакових прямокутних імпульсів. Словес один від одного відрізняються лише тим, що деякі імпульси у слові пропущені. Легко підрахувати, що коли кодове слово складається, скажімо, з п'яти імпульсів

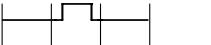
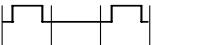
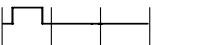
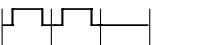
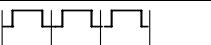
## Розділ 5. Цифрова техніка

---

(розрядів), то з них можна побудувати 32 неповторні комбінації. У шестирозрядному слові таких комбінацій буде вже 64. Такої кількості комбінацій вистачає для відображення алфавіту, десяти арабських цифр і ряду допоміжних знаків. Саме код Бодо широко застосовувався в електромеханічних телеграфних аппаратах, які ще не так давно можна було бачити в усіх поштових відділеннях. Такому кодовому слову легко зіставити число у двійковій формі запису. Нехай наявність імпульсу в  $n$ -му розряді кодового слова відповідає одиниці в  $n$ -му розряді двійкового числа, а пропущеному імпульсу відповідає нуль. Наприклад, десяткове число 13<sub>10</sub>, що дорівнює двійковому числу 1101<sub>2</sub>, може бути зображенено у вигляді кодової посилки  , а кодовому слову  відповідатиме число 0101<sub>2</sub>=5<sub>10</sub>.

У табл. 5.2 показано всі етапи перетворення аналогової інформації, зображененої кривою на рис. 5.1 , у послідовність кодових посилок, побудованих за викладеним вище принципом. Для простоти ми обмежимося квантуванням на вісім рівнів, що відповідає трирозрядним двійковим числам і кодовим посилкам з трьох імпульсів.

**Таблиця 5.2**

	<b>Точне значення</b>	<b>Округлене значення</b>	<b>У двійковій формі</b>	<b>Кодовий імпульс</b>
0	1,76	2	010	
1	4,12	4	100	
2	5,09	5	101	
3	4,05	4	100	
4	4,09	4	100	
5	6,15	6	110	
6	7,43	7	111	

Передавати кодове слово можна двома способами: паралельним і послідовним. При паралельному способі імпульси кожного розряду передаються одночасно – кожний по окремому провіднику (лінії). Сукупність ліній утворює **шину**. Наприклад, у розглянутому прикладі

## Основи радіоелектроніки

шина мала б складатися з трьох ліній. При послідовному способі імпульси передаються по одному провіднику, але послідовно в часі: спочатку старший розряд, потім молодші (можна, звичайно, і навпаки). Перевагою паралельного способу є більша швидкість передачі інформації, але він вимагає складнішої конструкції шини, тому його застосовують у тих випадках, де потрібно передавати інформацію з великою швидкістю на малі відстані (наприклад, у межах одного його самого пристрою). Послідовний спосіб використовують при передачі інформації на значні відстані.

Головною перевагою передачі цифрової інформації у формі кодових імпульсів є її висока стійкість до завад. При аналоговому способі відділити заваду від сигналу дуже важко, а іноді й неможливо, оскільки характеристики корисного сигналу, здебільшого непередбачувані, як і характеристики завади. Однак при передачі інформації прямокутними імпульсами заваду, якщо вона менша від величини імпульсу, легко відділити простим обмеженням (рис. 5.2). Навіть у тому випадку, коли імпульсні завади сумірні з амплітудою імпульсу сигналу, їх можна відрізняти, наприклад, за тривалістю імпульсу. Зазвичай не допускають накопичення завад, і раніше ніж вони досягнуть небезпечної рівні, замість імпульсів, забруднених шумами, створюють нові, ідентичні їм, але вільні від завад.

Імпульсно-цифровий спосіб передачі інформації, що давно використовується в телеграфії та дальній телефонії, тепер широко застосовують у звукозапису, відеозапису, цифровій фотографії та телебаченні. Найбільш широко застосовують цей спосіб у автоматизованих системах передачі та обробці інформації з використанням ЕОМ, для яких цифровий спосіб подання інформації є ніби "рідною мовою". Тенденція заміни аналогового способу передачі інформації на цифровий спостерігається всюди. Можна вважати, що сьогодні на зміну "аналоговій ері" в радіоелектроніці та радіотехніці прийшла ера цифрової електроніки.

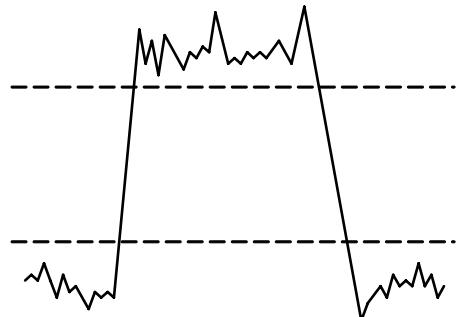


Рис. 5.2

### 5.1.2. Ключовий режим роботи транзистора

У сучасних радіоелектронних пристроях дискретна цифрова інформація подається й передається у вигляді дворівневих кодових посилок, в яких електричні сигнали (струм, напруга) можуть мати тільки два рівні своїх значень – верхній (В) або нижній (Н) (рис. 5.3). Такий метод зручний тим, що для створення подібних сигналів можна використати звичайний електричний ключ – вимикач що працює за принципом "ввімкнено–розімкнено". Імпульси, подібні до зображених на рис. 5.3, можна створювати, наприклад, за допомогою схеми на рис. 5.4. При розімкненному ключі К на виході існуватиме напруга високого рівня яка буде дорівнювати напрузі джерела живлення Е. При замкненному ключі утворюється дільник, і напруга на виході буде

$$U(H) = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad U(B) = E. \quad (5.2)$$

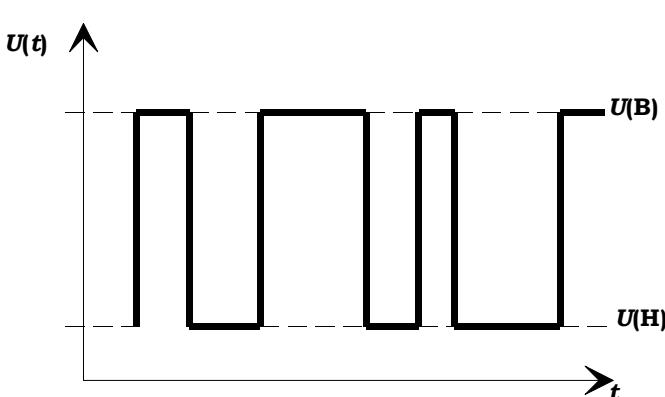


Рис. 5.3

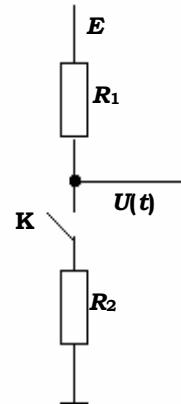


Рис. 5.4

У електронних пристроях, які працюють з аналоговими сигналами, транзистори використовуються здебільшого для їхнього підсилення. На вхід транзистора подається змінна напруга  $U_{\text{вх}}$ , яка викликає пропорційну їй зміну вихідного (колекторного або стокового) струму, а ці зміни призводять до виникнення на опорі навантаження  $R_H$  вихідної напруги яка в  $k$  разів більша за вхідну. Такий режим має назву **активного** режиму транзистора. Але крім нього транзистор можна використовувати в режимі керованого електричного ключа або в **ключовому режимі**.

## Основи радіоелектроніки

---

---

Електричний ключ являє собою пристрій, який може перебувати лише у двох станах: розімкненому, коли його опір нескінченно великий або замкненому, коли його опір дорівнює нулю.

Подаючи на вхід транзистора, увімкненого за схемою зі спільним емітером, високу або низьку напругу, можна примусити його працювати в режимі, подібному до режиму ключа. Для того, щоб транзистор являв собою розімкнений ключ, на його вхід (базу) слід подати низьку напругу. Зазвичай для цього достатньо нульової напруги, або меншої від  $U_{BE}^*$ , за якої транзистор відкривається. Для того, щоб транзистор являв собою замкнений ключ, на базу слід подати досить високу напругу, яка перевела б транзистор у режим насищення. У режимі насищення струм через транзистор великий і майже цілком визначається опором навантаження  $R_H$  ( $I_K \approx E/R_H$ ), а опір самого транзистора малий і виявляється порядку  $U_{nas}/I_K$ , де напруга насищення  $U_{nas}$  становить зазвичай кілька десятих вольта. Для переведення транзистора в режим насищення його базовий струм має бути дещо вищим за базовий струм насищення

$$I_{Bnas} > I_K/h_{21E} \approx \frac{E}{R_H} \frac{I}{h_{21E}}. \quad (5.3)$$

Роботу транзистора як у ключовому, так і активному режимах, можна проілюструвати на прикладі роботи транзистора КТ339, навантаженого опором  $R_H = 4$  кОм (напруга джерела живлення  $E = 20$  В). Амплітудну передавальну характеристику, тобто залежність

$$U_{vih} \equiv U_{KE} = f(U_{bx} \equiv U_{BE}),$$

зображену на рис. 5.5. При напрузі на базі, що менша 0,4 В, транзистор закритий і напруга на колекторі дорівнює напрузі джерела живлення. Ділянка від точки A до точки B відповідає активному режиму. У межах базових напруг від 0,4 до 0,7 В приrostи вихідної напруги пропорційні приростам вхідної (з протилежними знаками) і коефіцієнт підсилення виявляється близьким до 100. При  $U_{BE} > 0,7$  В встановлюється режим насищення, при якому вихідна напруга не залежить від вхідної й дорівнює  $\approx 0,5$  В. Таким чином, ключовому режиму відповідає область значень  $U_{BE}$  менша від 0,5 В (ключ розімкнений), і більша 0,7 В (ключ замкнений). Між цими областями лежить ділянка, що відповідає активному режиму.

Звичайно, транзистор не є ідеальним ключем: у відкритому стані через скінченність  $U_{nas}$  його опір хоч і невеликий, але також скінчений (у наведеному вище прикладі це близько 100 Ом). У закритому

стані через скінченність некерованої компоненти колекторного струму  $I_{KBO}$  опір транзистора не є нескінченно великим. У цьому транзистор поступається простим механічним ключам.

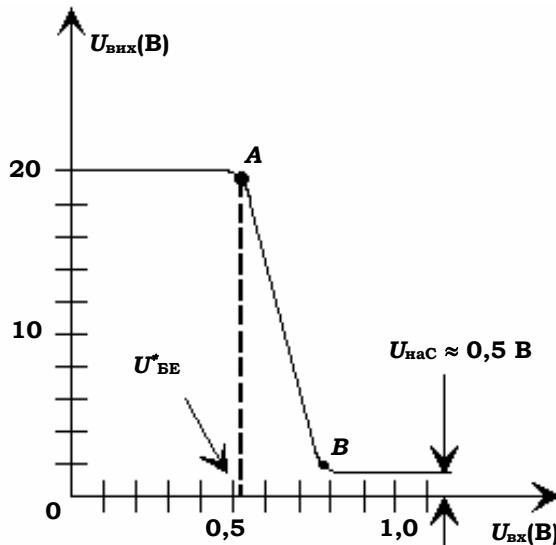


Рис. 5.5

Головною перевагою транзисторів що працюють у ключовому режимі є можливість керувати ними з великою швидкістю за допомогою електричних сигналів. Швидкодія транзисторного ключа визначається фізичними процесами в транзисторі, які спричиняють його інерційність, а також інерційностями схемного походження. Якщо різко, стрибком вхідної напруги, відкрити транзистор, його колекторний струм зросте не одразу, а лише в міру накопичення об'ємного заряду неосновних носіїв у базі та їх дифузії (або дрейфу) до колектора. Так само, при закриванні транзистора колекторний струм обірветься не одразу, а буде повільно спадати в міру розсмоктування об'ємного заряду, що накопичився в його базі. Час розсмоктування накопиченого заряду залежить від конструкції транзистора та режиму його роботи. У режимі насищення концентрація неосновних носіїв, інжектованих у базу, дуже велика, оскільки інжеекція відбувається одночасно з обох боків – з емітера та колектора, і час розсмоктування може бути досить великим. Тому не слід форсувати режим насищення транзистора у відкритому режимі: його опір від цього не знижується (оскільки  $U_{HAC}$  не зменшиться), а інерційність зросте. Отже, струм бази у відкритому

## Основи радіоелектроніки

стані не слід робити більшим за той, що виражається вищеною формулою (5.3). Для обмеження базового струму в режимі насиження рекомендується ставити в коло бази обмежуючий опір  $R_B$ .

Більш радикальним способом зниження інерційності транзистора вважається ввімкнення між його колектором і базою діода Шотткі (рис. 5.6, а). Особливість діода Шотткі полягає в тому, що він, на відміну від  $p-n$ -діода, відкривається відразу, як тільки напруга на ньому проходить через нуль.

У звичайному режимі роботи транзистора діод закритий, але при переході до режиму насиження, як тільки потенціал колектора стає меншим від потенціалу бази, він відкривається й закорочує ці електроди, не допускаючи значного накопичення неосновних носіїв у базі.

У деяких випадках діоди Шотткі утворюють одразу в процесі виготовлення транзистора, щоб бути з ним як одне конструктивне ціле. Такий транзистор має спеціальне позначення (рис. 5.6, б) і називається *транзистором Шотткі*.

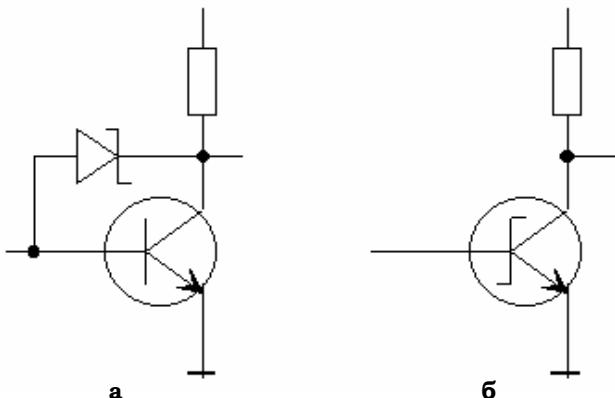


Рис. 5.6

Певний внесок у інерційність транзисторного ключа можуть дати і схемотехнічні чинники, утворені зокрема паразитною (вихідною) ємністю транзистора  $C_{\text{П}}$ . Перезарядження цієї ємності неістотне при відкриванні транзистора, оскільки цей процес відбувається досить швидко через невеликий опір відкритого транзистора. При закриванні транзистора дозарядження  $C_{\text{П}}$  відбувається через опір навантаження й постійна часу цього процесу  $\tau = R_K C_{\text{П}}$  може бути сумірною з власною інерційністю транзистора. Аналогічно працюють і ключі на польових транзисторах.

## 5.2. ЛОГІЧНІ ЕЛЕМЕНТИ

Обробка дворівневих сигналів, які застосовуються в цифровій техніці, полягає в зіставленні декількох із них і виробленні на підставі цього нових дворівневих сигналів за певними алгоритмами так званої **формальної** або **математичної логіки**. Правила та алгоритми такої логіки були розроблені задовго до виникнення ЕОМ і цифрової техніки – ще в першій половині XIX ст. – англійським математиком Дж. Булем і дістали назву **булевої алгебри**. У ній усі змінні можуть мати лише два дискретні значення: "так" або "ні", "правда" або "неправда", одиниця "1" або нуль "0". Оскільки наші дворівневі системи також можуть сприймати лише два дискретні значення: "високий рівень"  $U(B)$  або "низький рівень"  $U(H)$ , іх також можна вважати булевими змінними й позначати  $U(B)$  як логічну одиницю "1", а  $U(H)$  як логічний нуль "0"<sup>1</sup>.

Розглянемо основні операції математичної логіки й покажемо, як вони можуть бути здійснені над дворівневими електричними сигналами за допомогою спеціальних електричних схем – так званих **логічних елементів**. Зазначимо, що ми не ставимо собі на меті розгляд будови та дії реальних логічних елементів, які виготовляє промисловість, і які є досить складними пристроями. Нашою першочерговим завданням є продемонструвати, як саме можна виконати ті чи інші логічні операції за допомогою найпростіших електронних схем, що лежать в основі реальних логічних елементів.

### 5.2.1. Операції над однією змінною

Найпростішими в булевій алгебрі є операції над однією змінною, у яких функція  $y = f(x)$  визначається одним з двох можливих значень аргумента  $x$ . Таких операцій може бути лише дві.

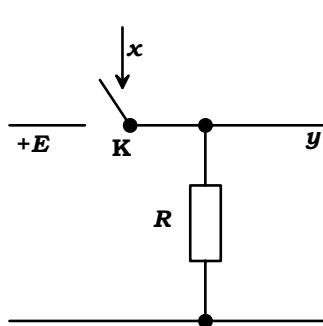
**Операція повторення  $y = x$** . Зображені булеві функції зручно у вигляді так званих таблиць істинності, де ліворуч у колонках записують усі можливі значення аргументу, а праворуч – відповідні їм значення функції. Для операції повторення таблиця істинності дуже проста: нулю аргументу  $x$  відповідає нуль функції  $y$ , а одиниці – одиниця (табл. 5.3).

<sup>1</sup> Можна, звичайно, робити й навпаки: позначати  $U(B)$  як "0" а  $U(H)$  як "1", тоді матимемо так звану *негативну логіку*.

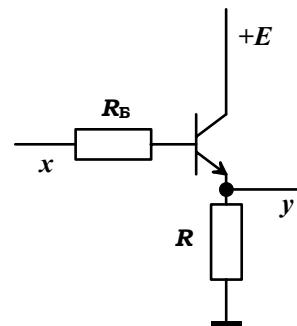
**Таблиця 5.3**

<b>x</b>	0	0
<b>y</b>	1	1

Для електричних сигналів функція повторення може бути реалізована за допомогою ключа К (рис. 5.7). Напрямок стрілки "x" тут і надалі показує дію вхідного сигналу (аргументу), який має значення логічної одиниці. У даному випадку він замикає ключ К і на виході утворюється сигнал високого рівня ( $y = 1$ ), напруга якого  $U(B)$  дорівнює напрузі джерела живлення  $E$ . При розімкненому ключі  $U_{\text{вих}} = U(\text{Н}) = 0$ , тобто  $y = 0$ . Практично такий пристрій можна створити як емітерний повторювач, що працює в ключовому режимі (рис. 5.8). Сигнал логічної одиниці виділяється на опорі навантаження  $R$ . Базовий опір  $R_B$  поставлено для обмеження величини базового струму насищення.



**Рис. 5.7**



**Рис. 5.8**

Інший варіант здійснення операції повторення показано на рис. 5.9. Високий рівень вхідного сигналу ( $x=1$ ) розмикає ключ К (рис. 5.9, а) і на вихід  $y$  потрапляє через резистор  $R$  висока напруга  $E$  ( $y=1$ ). При низькому рівні вхідного сигналу ( $x=0$ ) ключ К замкнений і на виході напруга відсутня ( $y=0$ ). Практично це реалізується за допомогою транзистора типу  $n-p-n$ , на емітер якого подається вхідний сигнал (рис. 5.9, б, в). При  $x=0$  струм від джерела  $E$  вільно стікає на землю через базово-емітерний перехід, так що база (а разом з нею й колектор) перебуває під напругою низького рівня. Лише при подачі на вхід напруги достатньо високого рівня ( $x=1$ ) базово-

## Розділ 5. Цифрова техніка

емітерний перехід закривається, і на базі та колекторі встановлюється напруга високого рівня ( $y = 1$ ).

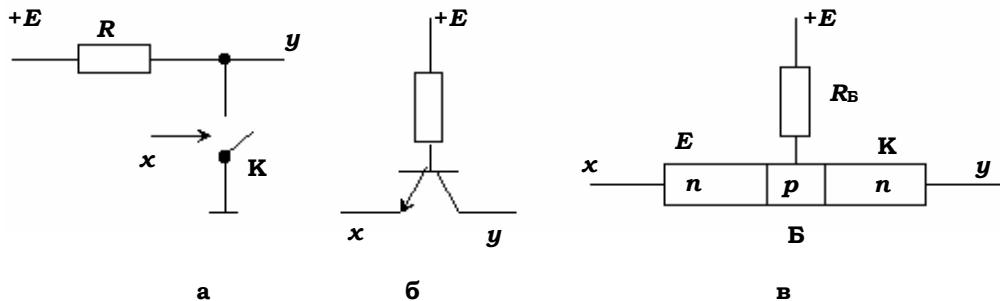


Рис. 5.9

Розглянуті схеми зазвичай використовують для збільшення потужності цифрових сигналів, їх називають **буферними елементами**. Тому на виході подібних елементів зазвичай ставлять ще й емітерний повторювач (рис. 5.10). Умовно буферні елементи зображають у вигляді прямокутника із цифрою "1" або трикутника (рис. 5.11).

**Операція заперечення (інверсія, операція НЕ).** В операції інверсії змінна  $x$  змінює своє значення на протилежне: одиниця перетворюється на нуль, а нуль – на одиницю. Символічно ця операція позначається рискою над змінною, що інвертується ( $y = \bar{x}$ ).

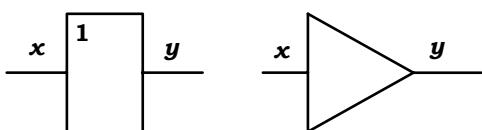


Рис. 5.11

Здійснити цю операцію можна за допомогою схеми, зображененої на рис. 5.12, а. Вона подібна до схеми на рис. 5.9, але тепер ключ К замикається сигналом  $x = 1$ . Практично

ци схема реалізується як транзистор що працює в режимі ключа (рис. 5.12, б). Ця схема є не що інше як підсилювач зі спільним емітером, який, як відомо, інвертує вхідний сигнал (табл. 5.4). Для зменшення інерційності можна між колектором і базою ввімкнути діод Шоттки, як це зображено на рис. 5.6.

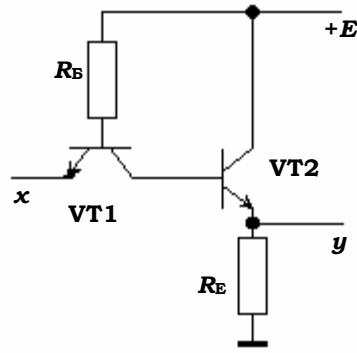


Рис. 5.10

Таблиця 5.4

<b>x</b>	0	1
<b>y</b>	1	0

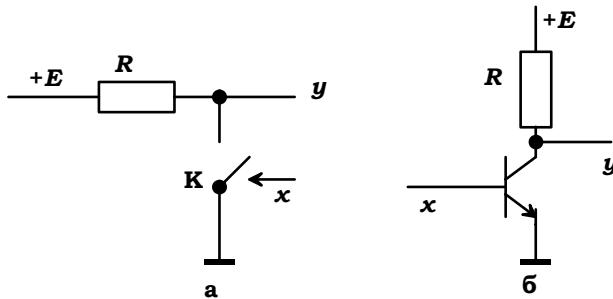


Рис. 5.12

Дуже зручно робити інвертор на парі комплементарних МОН-транзисторів (КМОН) (рис. 5.13). Якщо подати "0" на вхід, нижній транзистор VT1 стане закритим, а верхній VT2 – відкритим. Напруга на виході дорівнюватиме  $E$ , що відповідатиме логічній одиниці ( $y = 1$ ). При по-дачі ж на вхід сигналу високого рівня ("1") нижній транзистор відкриється, а верхній закривається, тоді на виході буде низький рівень напруги ( $y = 0$ ).

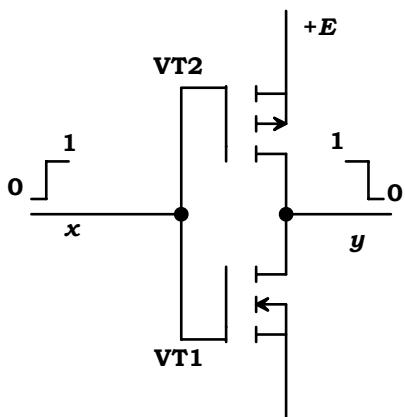


Рис. 5.13

Перевага схеми на рис. 5.13 полягає в тому, що вона практично не потребує потужності від джерела живлення: один з транзисторів завжди закритий (за винятком коротких проміжків часу, коли відбувається перемикання). Не споживає вона потужності й при вході, оскільки затвори транзисторів ізольовані. Недоліком цієї схеми порівняно з попередньою є менша швидкодія, що притаманно всім схемам з МОН-транзисторами.

Умовно інвертор зображається прямокутником із вписаною в нього одиницею, або трикутником. Вихід позначається невеликим кружечком (рис. 5.14), яким тут й надалі будемо зображати на схемах операцію заперечення.

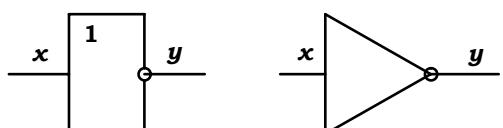


Рис. 5.14

### 5.2.2. Логічні операції з кількома змінними

Більш різноманітними є функції математичної логіки для двох і більше змінних. Для двох змінних таких логічних функцій може бути 16. Розглянемо деякі з них.

**Операція диз'юнкції (логічне додавання, операція АБО).** Умовно операцію диз'юнкції від двох аргументів  $x_1$  і  $x_2$  записують як  $y = x_1 \vee x_2$ <sup>2</sup>. З таблиці істинності (табл. 5.5) видно, що одній вхідній змінній  $x_1$  або  $x_2$ , або їм обом треба бути логічними одиницями, щоб і результат дорівнював одиниці. Тому цю операцію й називають **операцією АБО**.

Таблиця 5.5

$x_1$	0	0	1	1
$x_2$	0	1	0	1
$y$	0	1	1	1

На блок-схемах диз'юнктор зображається прямокутником із вписаною в нього одиницею. Диз'юнктор може мати кілька входів  $x_1, x_2, \dots, x_n$ , але тільки один вихід (рис. 5.15).

Електричну схему диз'юнктора досить просто можна реалізувати у вигляді ряду паралельно ввімкнених ключів, кожний з яких замикається, коли відповідний сигнал  $x_i$  дорівнює логічній одиниці (рис. 5.16, а). Конкретно цю схему можна реалізувати, увімкнувши паралельно транзистори, на базі яких подаються відповідні вхідні сигнали  $x_i$  (рис. 5.16, б). На загальному емітерному опорі  $R_E$  виникає сигнал високого рівня, коли хоча б один з транзисторів відкривається своїм вхідним сигналом. Цю схему можна вважати узагальненням емітерного повторювача. Оскільки ж усі транзистори зв'язані через спільний емітерний опір  $R_E$ , то подібні схеми прийнято називати **схемами з емітерно-зв'язаною логікою** (ЕЗЛ).

**Операція кон'юнкції (логічне множення, операція І).** Умовно операція кон'юнкції записується як  $y = x_1 \wedge x_2$  або  $y = x_1 \& x_2$  і має зміст множення. Дійсно, лише тоді, коли обидва операнди  $x_1$  і  $x_2$  одночасно дорівнюють одиниці, результат також дорівнюватиме одиниці. В усіх інших випадках  $y = 0$  (табл. 5.6), тому цю операцію називають операцією І.

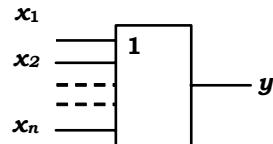


Рис. 5.15

<sup>2</sup> Там, де немає небезпеки сплутати логічне додавання з арифметичним, можна цей вираз записувати також як  $y = x_1 + x_2$ .

## Основи радіоелектроніки

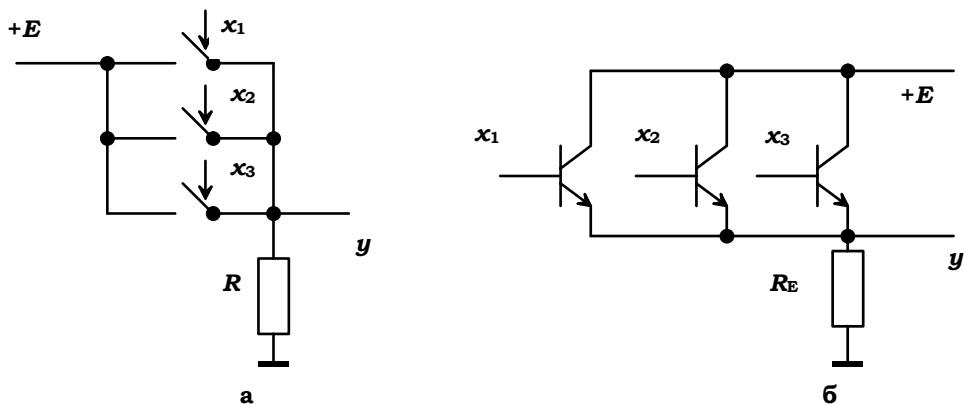


Рис. 5.16

Таблиця 5.6

$x_1$	0	0	1	1
$x_2$	0	1	0	1
$y$	0	0	0	1

Кон'юнктор як і диз'юнктор може мати кілька входів. Схематично він зображається прямокутником з позначкою  $\&$  (рис. 5.17).

Реалізувати операцію кон'юнкції можна за допомогою групи ключів, що працюють на розмикання при подачі на них сигналу  $x_i$  високого рівня (рис. 5.18, а). Лише тоді, коли всі ключі будуть розімкнені (тобто  $x_1 = x_2 = x_3 = 1$ ), сигнал на виході дорівнюватиме логічній одиниці. Якщо ж хоча б один з ключів залишається замкненим, вихідний сигнал дорівнюватиме нулю. Цю схему можна здійснити, увімкнувши паралельно кілька транзисторів, подібно до того, як це було зроблено для повторювача сигналів (рис. 5.9, б). Достатньо, щоб хоча б один з транзисторів, зображеніх на рис. 5.18, б, залишався відкритим, тоді вихідний сигнал  $y$  буде перебувати в стані низького рівня.

Зазвичай транзистори в подібних схемах об'єднують, створюючи так званий **багатоемітерний транзистор**, який має одну базу, один колектор, але кілька емітерів (рис. 5.18, в). Для зменшення впливу навантаження на транзистор VT1 і збільшення потужності вихідного сигналу вживають ще й емітерний повторювач на транзисторі VT2.

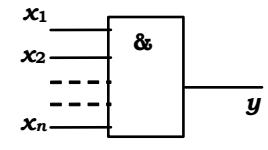


Рис. 5.17

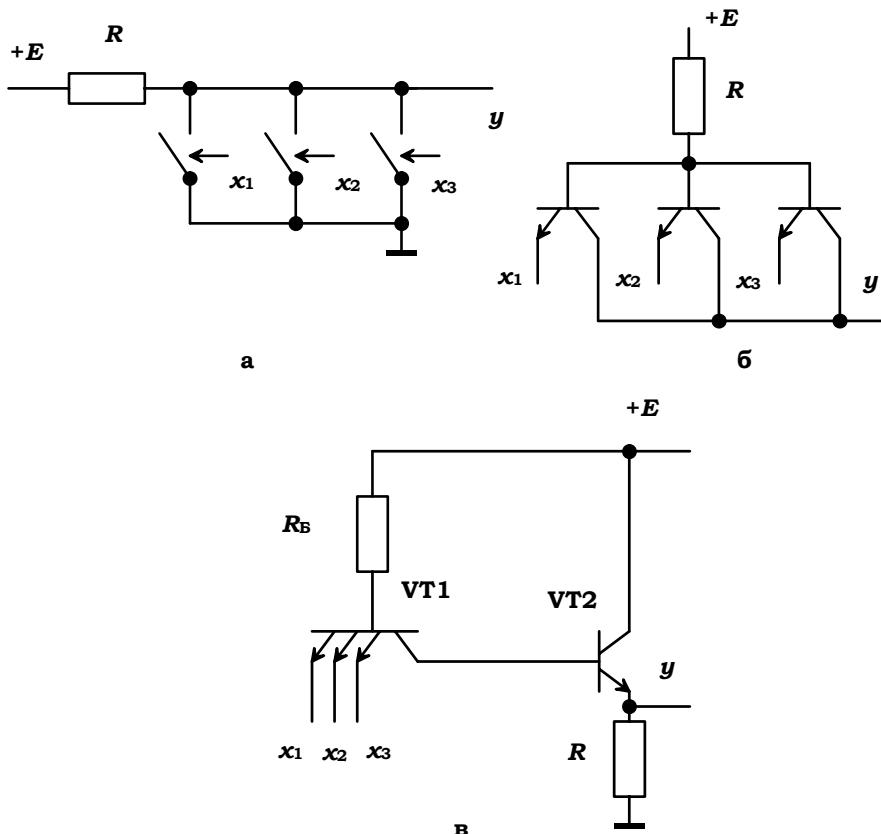


Рис. 5.18

**Операції АБО-НЕ та І-НЕ.** Операція АБО-НЕ являє собою операцію диз'юнкції з наступним запереченням  $y = \overline{x_1 \vee x_2}$  (табл. 5.7). Лише тоді, коли всі вхідні операнди дорівнюють нулю, вихідний сигнал має рівень логічної одиниці. Здійснити цю операцію можна, увімкнувши послідовно диз'юнктор та інвертор (рис. 5.19, а). Насправді це можна зробити дуже просто, перекинувши опір навантаження у схемі рис. 5.16, б з кола емітера в коло колектора (рис. 5.19, б). Такий узагальнений диз'юнктор-інвертор має позначення, зображене на рис. 5.19, в.

Таблиця 5.7

$x_1$	0	0	1	1
$x_2$	0	1	0	1
$y$	1	0	0	0

## Основи радіоелектроніки

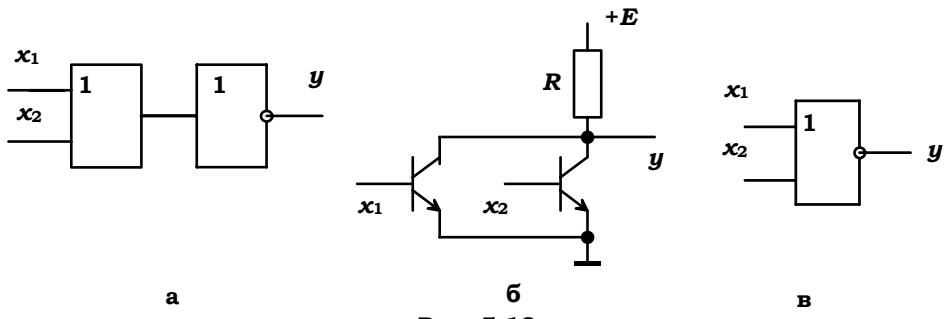


Рис. 5.19

Аналогічно можна побудувати пристрій, який би реалізував операцію I-НЕ, тобто інверсію від кон'юнкції (табл. 5.8), де високий рівень  $y = 1$  має місце лише тоді, коли хоча б один із вхідних сигналів

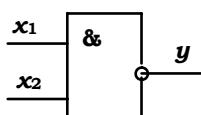


Рис. 5.20

$x_i$  дорівнює нулю. Таку схему можна легко створити, перекинувши опір навантаження  $R$  у схемі, зображеній на рис. 5.18, в, з кола емітера VT2 у коло його колектора. Логічний елемент I-НЕ має позначення, наведене на рис. 5.20.

Таблиця 5.8

$x_1$	0	0	1	1
$x_2$	0	1	0	1
$y$	1	1	1	0

Особливістю логічних елементів АБО-НЕ та I-НЕ є їх універсальність, оскільки з них можна побудувати пристрой, які б здійснювали всі попередні логічні операції. На рис. 5.21 показано, як це можна зробити, користуючись лише одними елементами I-НЕ. Подібним чином можна здійснити всі логічні операції також за допомогою елементів АБО-НЕ.

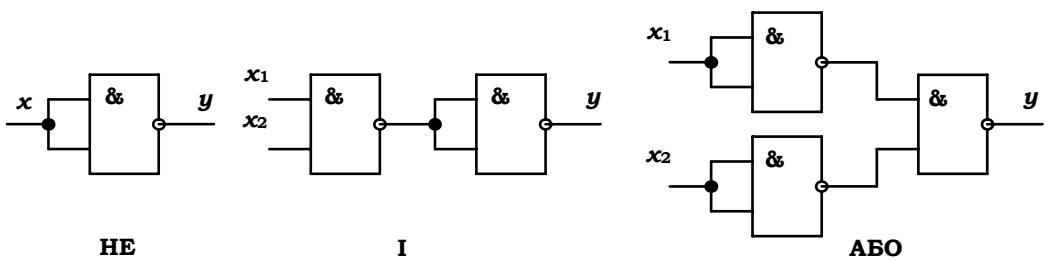


Рис. 5.21

**Операції РІВНОЗНАЧНІСТЬ і НЕРІВНОЗНАЧНІСТЬ.** З інших логічних операцій з двома змінними розглянемо ще дві. Операція РІВНОЗНАЧНІСТЬ, яка називається так, тому що відповідна булева функція дорівнює одиниці лише тоді, коли обидві змінні  $x_1$  і  $x_2$  одночасно стають нулями або одиницями (табл. 5.9). Через розглянуті вище булеві функції операція рівнозначності може бути реалізована як  $y = (x_1 \wedge x_2) + (\bar{x}_1 \wedge \bar{x}_2)$ .

Інверсією цієї функції є операція НЕРІВНОЗНАЧНОСТІ, яку можна

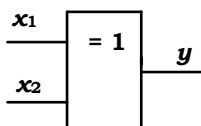


Рис. 5.22

записати як  $y = (\bar{x}_1 \wedge x_2) + (x_1 \wedge \bar{x}_2)$ . Вихідний сигнал цієї функції дорівнює одиниці лише тоді, коли операнди  $x_1$  і  $x_2$  протилежні один одному (табл. 5.10). Умовне позначення логічного елемента, що здійснює операцію нерівнозначності, зображене на рис. 5.22.

Таблиця 5.9

$x_1$	0	0	1	1
$x_2$	0	1	0	1
$y$	1	0	0	1

Таблиця 5.10

$x_1$	0	0	1	1
$x_2$	0	1	0	1
$y$	0	1	1	0

Спосіб побудови схем, що реалізують вищерозглянуті операції, очевидний з наведених вище формул. Наприклад, електрична схема для реалізації функції нерівнозначності може бути побудована з розглянутих схем так, як це зображено на рис. 5.23.

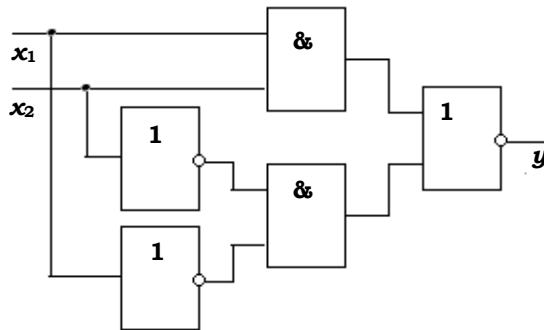


Рис. 5.23

## Основи радіоелектроніки

Схема нерівнозначності має одну цікаву особливість: для сигналу  $x_2$  вона являє собою логічний елемент, дію якого можна визначати або програмувати сигналом  $x_1$ . Дійсно, якщо  $x_1 = 0$ , то логічний елемент нерівнозначності щодо сигналу  $x_2$  працює як повторювач, а при сигналі  $x_1 = 1$  – як інвертор.

Принцип керування функціями цифрових електронних схем за допомогою керуючих електрических сигналів лежить в основі всієї цифрової схемотехніки й саме на ньому базується робота всіх сучасних цифрових електронно-обчислювальних машин.

### 5.2.3. Логічні елементи з трьома вихідними станами

Усі розглянуті логічні елементи мають при виході два логічні стани: логічний нуль або логічна одиниця. У кожному з них їх вихідний опір невеликий. У складних цифрових пристроях виходи багатьох логічних елементів підключаються зазвичай до загальної збірної шини. Із цих логічних елементів кожний момент часу працює лише один, а всі інші перебувають у неробочому стані й своїми вихідними опорами шунтують вихід працюючого та заважають його роботі. Тому бажано було б вимикати від шини ті елементи, які в даний час не працюють, переведячи їх у так званий **третій стан** з великим вихідним опором. Для цього в логічних елементах передбачається так званий **дозвільний** вхід, одиниця на якому відкриває вихід відповідного елемента й підключає його до збірної шини. Ті самі елементи, які на даний час не використовуються, від шини відмкнені. Спрощену схему такого логічного елемента НЕ з третім станом зображенено на рис. 5.24.

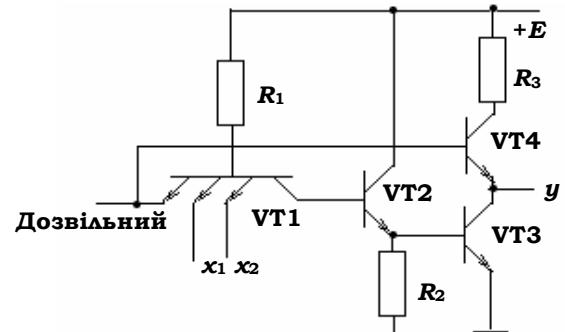


Рис. 5.24

При низькому рівні на дозвільному вході транзистори VT2, VT3 та VT4 закриті, а вихід  $y$  "відрізано" від шини. При високому рівні транзистор VT4 відкритий і схема керується сигналами на інформаційних входах  $x_1$  і  $x_2$ .

#### 5.2.4. Логічні інтегральні мікросхеми

На сьогодні вже ніхто не монтує логічні схеми з окремих радіодеталей. Промисловість налагодила випуск широкого асортименту логічних схем в інтегральному виконанні. Випускаються переважно універсальні інтегральні мікросхеми (ІМС) типу I-НЕ та АБО-НЕ з двома або кількома входами, з яких відповідними комбінаціями можна створити пристрой, що реалізують будь-які логічні операції.

Напруга джерела живлення описаних вище схем лежить зазвичай між 5 і 10 В. Логічні одиниці відповідає рівень напруги  $U_1$  у кілька вольтів, логічному нулю  $U_0$  – у кілька десятих вольта.

Схеми, у яких використовуються лише самі транзистори (а саме такі схеми були нами розглянуті) називають **транзисторно-транзисторною логікою** (ТТЛ); коли ж у схемах використовуються ще й діоди Шотткі, то їх називають ТТАШ-схемами.

В ІМС ТТЛ і ТТАШ витрати потужності на один логічний елемент становлять порядку кількох десятків міліваттів, а у схемах з комплементарними парами МОН-транзисторів (КМОН-логіка) – порядку 1 мВт і менше.

Максимально можлива кількість входів, яку називають **коєфіцієнтом об'єднання за входом** для ТТЛ-схем становить близько 10. **Коефіцієнтом розгалуження за виходом К**, тобто максимально можлива кількість входів ІМС того самого типу, якими може керувати вихід даної мікросхеми, для ТТЛ становить порядку 10, а для схем з МОН-транзисторами – близько 50.

Усім логічним схемам, як і іншим інтегральним схемам, притаманна певна інерційність, обумовлена як схемотехнічними факторами, так і інерційністю самих транзисторів. За ступенем інерційності ІМС поділяють на три групи:

- з малою швидкодією, їх інерційність на один логічний елемент становить кілька сотень наносекунд;
- із середньою швидкодією, їх інерційність становить кілька десятків наносекунд;
- з високою швидкодією, їх інерційність менша від 10 нс.

Найменшу інерційність мають інтегральні мікросхеми на базі емітерно-зв'язаної логіки (ЕЗЛ), найбільшу – на основі МОН-транзисторів. Інерційність логічних мікросхем є дуже важливим їх параметром, оскільки саме він визначає швидкість роботи тих пристрій, які складені із цих мікросхем.

### **5.2.5. Серії інтегральних схем та їх позначення**

Інтегральні мікросхеми, що призначені для масового користування, розробляють і випускають серіями. Під терміном **серія** розуміють сукупність інтегральних мікросхем, які виконують різні функції, але мають єдине конструктивно-технологічне виконання та призначені для сумісного застосування. Як правило, на основі такої серії має повністю забезпечуватися можливість розробки певного класу радіоелектронної цифрової апаратури, яка відповідає заданим умовам.

Конструктивне виконання мікросхем однієї серії однотипне, усі вони виготовляються в одинакових корпусах. Розташування однайменних зовнішніх виводів однакове, величина напруги джерела живлення, а також напруги високого й низького рівнів (тобто логічної одиниці та нуля) збігаються. Технологія виготовлення різних мікросхем однієї й тієї самої серії також єдина.

Основні параметри деяких найпоширеніших серій IMC подано в табл. 5.11. У першій колонці наведено умовне позначення серії, у другій – тип логіки. Далі – час перемикання (інерційність) одного базового логічного елемента I-НЕ чи АБО-НЕ; потім  $P$  – потужність одного логічного елемента,  $E$  – напруга джерела живлення;  $U_0$  та  $U_1$  – максимальна й мінімальна напруги, які відповідають рівням логічного нуля та одиниці;  $K$  – коефіцієнт розгалуження за виходом.

**Таблиця 5.11**

<b>Серія</b>	<b>Тип логіки</b>	<b><math>\tau</math> (нс)</b>	<b><math>P</math> (мВт)</b>	<b><math>E</math> (В)</b>	<b><math>U_0</math> (В)</b>	<b><math>U_1</math> (В)</b>	<b><math>K</math></b>
133	ТТЛ	27	22	5	0,4	2,4	10
155	ТТЛ	22	22	5	0,5	2,5	10
531	ТТЛШ	3	20	5	0,5	2,7	10
555	ТТЛШ	20	4	5	0,5	2,7	10
500	ЕЗЛ	2	25	-5,2	-1,65	-0,96	15
176	КМОН	250	0,1	9	0,3	8,2	50

Цифрове умовне позначення серії складається з двох частин. Перша цифра вказує на конструктивно-технологічне виконання даної серії. Наприклад, напівпровідникові IMC позначено цифрами 1, 5, 6, 8; цифри 2, 4, 8 вказують на те, що ця серія виготовлена за гібридною технологією, цифра 7 означає, що IMC даної серії безкорпусні. Наступні дво- чи тризначні числа вказують на порядковий номер розробки да-

## **Розділ 5. Цифрова техніка**

---

ної серії: наприклад, 133, 155, 531, 555, 1800 – номери серій напівпровідникових IMC, розташованих у корпусах; 700, 734 – серії безкорпусних напівпровідникових мікросхем; 224, 235, 237 – серії гібридно-плівкових IMC.

Повне позначення окремої мікросхеми містить у собі такі елементи:

- три- або чотиризначне число умовного позначення серії;
- дві літери, які визначають функціональне призначення даної IMC. При цьому перша літера визначає клас призначення IMC, друга – конкретизує функцію IMC даного типу;
- цифру, яка позначає порядковий номер розробки IMC даного типу.

Наприклад, 155ЛА1 – IMC напівпровідникова (1), розробка серії – 55, логічний елемент (Л) типу I-НЕ (ЛА), номер розробки IMC даного типу – перший. Інший приклад: 561ИР6 – напівпровідникова (5), розробка серії – 61, призначення – реєстр (ИР), шостої розробки.

Додатково до цього інколи в кінці додається літера А або Б, які визначають технологічний розкид тих чи інших параметрів даної IMC. Позначенню можуть також передувати літери, які визначають умови прийомки на заводі-виробнику, або особливості конструктивного виконання, наприклад: К – призначена для широкого вжитку; КМ – випускається в керамічному корпусі; КБ – безкорпусний варіант; ЕК – експортний варіант тощо.

Серії містять у собі чималу кількість різних IMC. Найпоширенішою для користування є серія 155, яка налічує більше 200 різновидів IMC. Надалі, як приклад, будемо розглядати цифрові пристрої на основі саме цієї серії.

### **5.2.6. Базовий елемент серії 155**

Основою кожної серії IMC є базовий елемент. Зазвичай це універсальний елемент типу АБО-НЕ чи I-НЕ, на основі якого можна здійснювати будь-які логічні операції, а також будувати елементи електронної пам'яті. Тобто можна створювати будь-які цифрові інтегральні схеми, використовуючи як первинний елемент їх структури саме та-кий базовий елемент.

Отже, кожна IMC, незалежно від її складності та призначення, містить у собі сукупність багато повторених (іноді багато тисяч разів) базових елементів даної серії. Функціональні ж властивості конкретної IMC досягаються відповідним з'єднанням між собою цих базових елементів, подібно до того, як з окремих однакових цеглинок можна побудувати і хижку, і палац. Такий принцип дозволяє, якщо є добре

## Основи радіоелектроніки

розроблений базовий елемент і відпрацьована технологія його виготовлення, поповнювати серію все новими й новими типами ІМС.

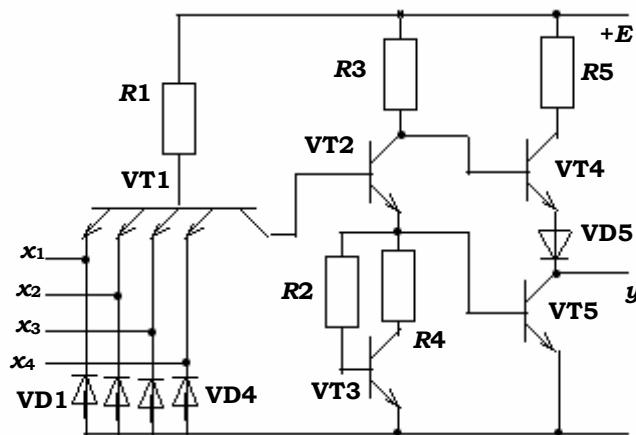


Рис. 5.25

входи напруги високого рівня базово-емітерні переходи VT1 будуть запертими; струм потече через резистор R1, переход база – колектор VT1 і базу транзистора VT2, відкриваючи останній; при цьому на колекторі VT1 буде високий рівень напруги. Якщо ж хоча б на один із входів VT1 буде подана напруга низького рівня (логічний нуль), то струм резистора R1 стікатиме через відповідний відкритий переход база – емітер транзистора VT1, і на його колекторі буде низький рівень напруги. Транзистор VT2 залишається при цьому закритим. До всіх входів вхідного каскаду підключені діоди VD1–VD4, призначення яких – обмежувати можливі імпульси завад негативної полярності. Фазорозділювальний каскад виконано на транзисторі VT2, в емітерне коло якого ввімкнено корегуюче коло з R2, R4 та VT3, яке призначене для поліпшення передавальної характеристики та стійкості схеми до завад і змін температури.

Якщо хоча б на одному із входів був логічний нуль, напруга на колекторі VT1 буде низькою і, отже, транзистор VT2 буде запертий. Напруга на його колекторі буде близькою до напруги джерела живлення, а на емітері – близькою до нуля. При цьому транзистор VT4 стане відкритим, а VT5 – закритим, і на вихіді ІМС встановиться високий рівень напруги.

Якщо ж на всі входи базового елемента буде подано високий рівень напруги, то VT2 опиниться відкритим, і на його емітері встановиться висока позитивна напруга. Транзистор VT5 відкриється, а на вихіді схеми встановиться низька напруга, яка дорівнює напрузі насиження цього транзистора.

Як приклад, розглянемо базовий елемент серії 155 (рис. 5.25). Він являє собою логічний елемент I-НЕ і містить три основні каскади: *вхідний* – на транзисторі VT1, який реалізує функцію I; *фазороздільний* – на транзисторі VT2, і *вихідний* – на транзисторах VT4 та VT5.

Вхідний каскад працює таким чином: при одночасній подачі на всі

## КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Чим відрізняється позитивна логіка від негативної? Зобразіть схему інвертора з негативною логікою.
2. Які переваги та недоліки КМОН-логіки порівняно з ТТЛ?
3. Для чого в логічних схемах з біполярними транзисторами бажано послідовно з базою вмикати резистор  $R_B$ ?
4. Зобразіть принципові схеми для негативної логіки, аналогічні схемам диз'юнкторів і кон'юнкторів, зображеніх на рис. 5.16, б, 5.18, в і 5.19, б.
5. Використовуючи лише елемент АБО-НЕ, складіть пристрой для виконання операцій НЕ, І, АБО.
6. Складіть пристрой для реалізації операцій РІВНОЗНАЧНІСТЬ і НЕРІВНОЗНАЧНІСТЬ, використовуючи лише елементи І-НЕ (або АБО-НЕ). Відшукайте найбільш придатні для цього IMC серії 155 або 133.
7. Навіщо потрібні логічні елементи з трьома вихідними станами?
8. Використовуючи IMC типу I-НЕ, складіть схему пристрою, який би реалізував вказану таблицю істинності:

$x_1$	0	0	1	1
$x_2$	0	1	0	1
$y$	0	0	1	0

## 5.3. КОМБІНАЦІЙНІ ЦИФРОВІ ПРИСТРОЇ

**Логічними** або **комбінаційними** називаються пристрої чи функціональні вузли, які не містять елементів пам'яті (тригерів). Стан логічного функціонального вузла однозначно визначається комбінацією вхідних сигналів на даний момент і не залежить від його попереднього стану. До логічних належать такі цифрові вузли, як шифратори, дешифратори, суматори, пристрой порівняння (компаратори), мультиплексори, перетворювачі кодів тощо.

### 5.3.1. Комбінаційні пристрої для виконання арифметичних операцій

**Суматори.** **Суматор за модулем 2** – цифровий вузол з  $m$  входами та одним виходом, який працює відповідно до такого правила: сиг-

## Основи радіоелектроніки

нал логічної одиниці виникає на виході кожного разу, коли у вхідних сигналах непарна кількість одиниць. У найпростішому випадку, коли  $m = 2$ , суматор за модулем 2 виконує функцію логічного елемента НЕРІВНОЗНАЧНІСТЬ: на виході логічна одиниця буде за наявності логічної одиниці лише на одному із входів. Функціональну схему дводвійкового суматора за модулем 2, виконаного на логічних елементах I-НЕ, наведено на рис. 5.26. Для позначення логічної операції підсумовування за модулем 2 прийнято символ  $\oplus$ .

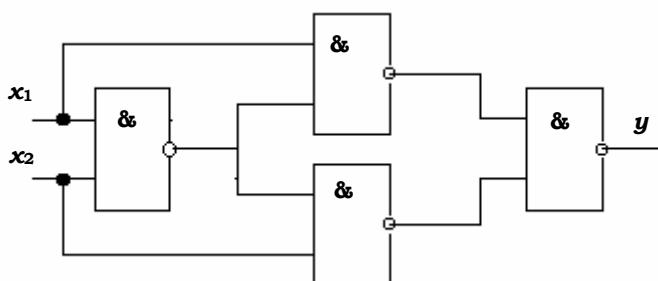


Рис. 5.26

Таблиця 5.12

$a_0$	0	0	1	1
$b_0$	0	1	0	1
$C_1$	0	0	0	1
$S_0$	0	1	1	0

**Напівсуматором** називається пристрій, який здійснює операції додавання двох однорозрядних двійкових чисел. Результати подібної операції подано в табл. 5.12. Вони можуть у випадку  $a_0 = b_0 = 1$  приводити до утворення двійкового дворозрядного числа 10. Старший розряд цього числа зображен в колонці  $C_1$ , молодший – у колонці  $S_0$ . Тобто одиниця в старшому розряді виникає тоді, коли молодший розряд переповнюється. Це означає, що пристрій, який має здійснювати таке підсумовування, повинен мати два виходи (рис. 5.27):

а) вихід  $S_0$ , на якому виникає результат, що належить до молодшого розряду. Практично це може бути здійснено шляхом підсумовування за модулем 2;

376

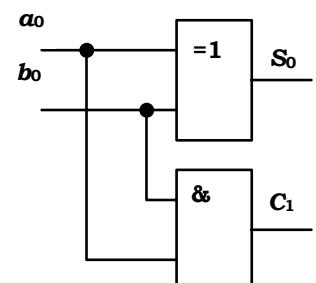


Рис. 5.27

## Розділ 5. Цифрова техніка

б) вихід  $C_1$ , на якому одиниця виникає лише при  $a_0 = b_0 = 1$ . Ця операція може бути виконана кон'юнктором  $C_1 = a_0 \wedge b_0$ .

Об'єднуючи ці дві схеми, одержуємо напівсуматор (рис. 5.12) який виконує дії, передбачені в табл. 5.12.

**Повний суматор** – напівсуматор придатний лише для підсумовування чисел у наймолодшому розряді багаторозрядного двійкового числа. У всіх інших старших розрядах слід передбачити можливість надходження сигналу переносу з попереднього розряду, коли той перевновнюється. Тобто суматор будь-якого  $n$ -го розряду, старшого за нульовий, повинен мати не два, а три входи та підсумовувати не тільки введені в нього числа  $a_n$  і  $b_n$ , але й число  $C_n$ , яке переноситься з попереднього розряду. Ця операція описується таблицею істинності (табл. 5.13), де  $S_n$  – результат підсумовування, який залишається в даному розряді, а  $C_{n+1}$  – сигнал переносу в наступний старший розряд.

**Таблиця 5.13**

<b><math>a_n</math></b>	0	0	1	1	0	0	1	1
<b><math>b_n</math></b>	0	1	0	1	0	1	0	1
<b><math>C_n</math></b>	0	0	0	0	1	1	1	1
<b><math>C_{n+1}</math></b>	0	0	0	1	0	1	1	1
<b><math>S_n</math></b>	0	1	1	0	1	0	0	1

Схема повного суматора, який реалізує цю операцію, складається з двох напівсуматорів і одного диз'юнктора (рис. 5.28). Перебором варіантів можна переконатися в тому, що ця схема задовільняє таблицю істинності (табл. 5.13).

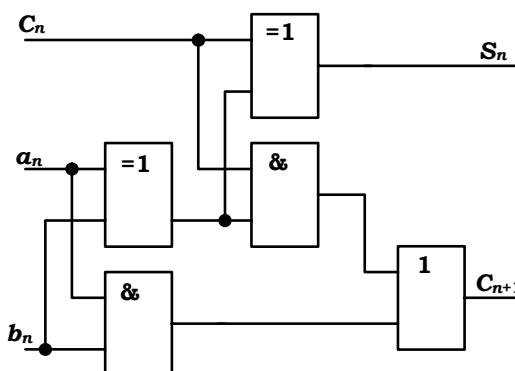


Рис. 5.28

## Основи радіоелектроніки

Для підсумовування багаторозрядних двійкових чисел подібні однорозрядні суматори сполучають послідовно (рис. 5.29). Результати підсумовування з виходів  $S_0 - S_n$  і виходу переповнення  $C_{n+1}$  можна вивести на паралельну шину. Прикладом подібного суматора може бути IMC типу К155ИМ3 – чотирирозрядний суматор (рис. 5.30). Для збільшення розрядності допускається послідовне з'єднання подібних IMC, коли вивід вхідного переносу  $C_0$  старшого суматора приєднується до вихідного виводу переносу молодшого суматора. Цифрами позначено номери виводів IMC.

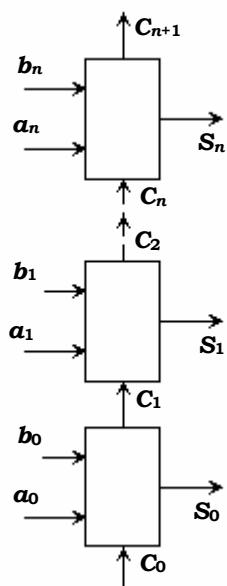


Рис. 5.29

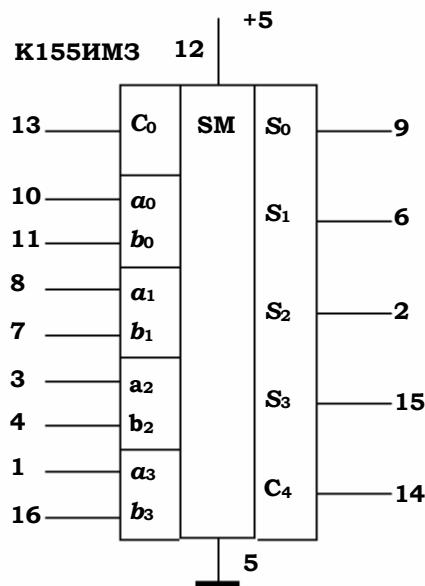


Рис. 5.30

**Операція віднімання.** Складнішою є операція віднімання. Можна було б, звичайно, сконструювати спеціальний пристрій, який виконував би цю арифметичну дію, однак це означало б, що в арифметичних пристроях ЕОМ, окрім суматорів, потрібні були б ще й "віднімальники", що ускладнило б їх конструкцію. Простіше, виявляється, використовувати для операції віднімання ті самі суматори, розглядаючи віднімання як підсумовування додатних і від'ємних чисел, а останні подавати у формі спеціального коду, який називається **доповнільним кодом**.

## Розділ 5. Цифрова техніка

Щоб легше зрозуміти що таке доповняльний код, виконаємо такий експеримент з двозначними десятковими числами. Давайте зобразимо двозначне від'ємне число як доповнення до 100. Наприклад, доповненням до числа 22 буде 78, а те, що це число від'ємне, позначимо одиницею в третьому (надстаршому) розряді, тобто  $-22 \approx 178$ . Щодо позитивних чисел, то для їх упізнавання будемо писати нуль у третьому, тобто знаковому, розряді, наприклад,  $+77 = 077$ . Тепер проробимо операцію  $77 - 22 = 77 + (-22)$ .

$$\begin{array}{r} 077 \\ 178 \\ \hline 1.055 \end{array}$$

Одиницею, що перейшла у четвертий розряд, слід знехтувати. Отже, отримано результат  $+55$ , як і має бути. Слід підкреслити, що при подібних діях як операнди, так і результат мають бути дворозрядними числами, інакше наслідки цих дій будуть невірними.

Позитивні  $N$ -розрядні двійкові числа зображаються в доповняльному коді звичайним чином, тільки в надстаршому (так званому, знаковому) розряді ставиться нуль (наприклад:  $+11_{10} = +1011_2 = 01011$ ). Для переведення  $N$ -розрядного від'ємного двійкового числа в доповняльний код треба проробити такі дії:

- у знаковий ( $N+1$ ) розряд записати одиницю (замість знака "мінус");
- усі значущі  $N$  розряди числа проінвертувати;
- до наймолодшого розряду додати одиницю:

$$\begin{array}{r} 01011 \\ + 10111 \\ \hline \text{*}0.0010 \end{array}$$

Наприклад,  $-9_{10} = -1001_2 = 10111$ . Склавши його з попереднім числом  $01011 = +11_{10}$  можна впевнитися, що отримаємо число  $= 2_{10}$  (одиниця, що утворилася при переповненні знакового розряду, відкидається).

Для переходу від доповняльного коду до звичайного потрібно:

- замість одиниці в знаковому розряді написати "мінус";
- усі  $N$  розряди числа проінвертувати;
- до наймолодшого розряду додати одиницю.

Наприклад,  $1.0011 = -1100 + 1 = -1101_2 = 13_{10}$ . Для здійснення операції додавання/віднімання з  $n$ -розрядними числами потрібний  $n+1$ -розрядний повний суматор, до якого додається пристрій для перетворення числа на доповняльний код (рис. 5.31).

Сигнал із знакового розряду числа подається на входи  $C_0$  і  $a_{n+1}$ . Усі значущі розряди числа інвертуються (або не інвертуються) за допомогою

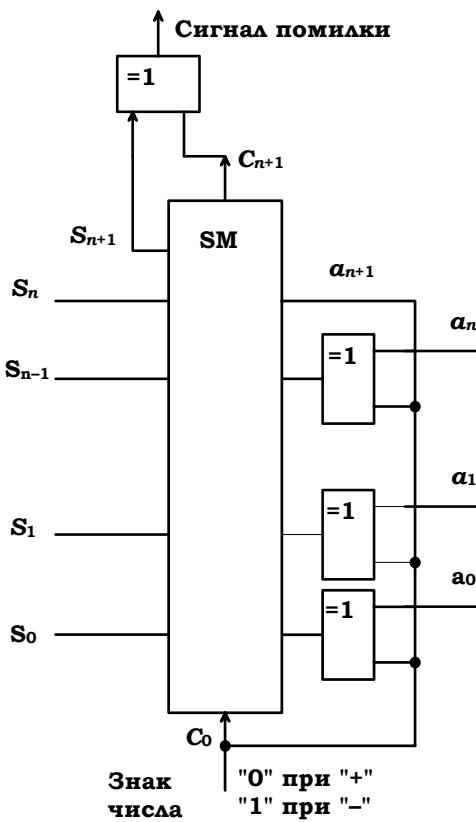


Рис. 3.6

На прикладі підсумовування чисел  $-12_{10}$  і  $-14_{10}$  видно, що може відбутися переповнення й самого знакового розряду з виходом одиниці за межі суматора (перехід до  $C_{n+1}$ ).

Аналіз можливих комбінацій  $S_{n+1}$  та  $C_{n+1}$  показує: якщо  $S_{n+1} = C_{n+1}$  то справжнє переповнення суматора не відбувається і, отже, нехтуючи можливим виходом одиниці за межі суматора, можна розглядати число, що утворилося на S-виходах як результат підсумовування, зображеній у доповняльному коді.

Якщо ж  $S_{n+1} \neq C_{n+1}$ , суматор буде переповнений, у знаковому розряді опиниться надстарший розряд значущого числа (у доповняльному коді), а знак вийде за межі суматора й опиниться на виході  $C_{n+1}$ . Такий результат буде помилковим, і про це треба повідомити. Реалізація цих міркувань здійснюється за допомогою елемента нерівнозначності, підключенного до  $S_{n+1}$  та  $C_{n+1}$  виходів суматора. На виході цього еле-

$n$  елементів нерівнозначності, якими керує знаковий сигнал. Через вхід  $C_0$  до наймолодшого розряду додається (або не додається) одиниця.

Аналогічною схемою слід оснастити також всі входи для операнда "b". Ясно, що на всіх  $n$  значущих S-виходах суматора числа будуть також подано в доповняльному коді, а на  $S_{n+1}$ -виводі буде символ знака.

Справа ускладнюється тим, що в ряді випадків може трапитися переповнення значущих розрядів і перехід одиниці в надстарший  $S_{n+1}$  розряд суматора, де належить бути символу знака. Так виходить, наприклад, коли підсумовувати числа  $+12_{10}$  та  $+14_{10}$ .

$$\begin{array}{r}
 +12_{10} = 0.1100 \\
 +14_{10} = 0.1110 \\
 \hline
 & 0.1.1010
 \end{array}$$

$$\begin{array}{r}
 -12_{10} = 1.0100 \\
 -14_{10} = 1.0010 \\
 \hline
 & 1.0.0110
 \end{array}$$

## Розділ 5. Цифрова техніка

мента сигнал високого рівня виникне при  $S_{n+1} \neq C_{n+1}$ , що й буде сигналізувати про помилку в результаті.

**Арифметико-логічний пристрій** (АЛП) являє собою мікросхему високого ступеня інтеграції, яка узагальнює в собі всі можливості розглянутих раніше логічних та арифметичних пристройів. Вона здатна за програмним керуванням виконувати всі логічні операції, операції арифметичного додавання та віднімання. АЛП застосовують при побудові центрального процесора в мікропроцесорних системах і малих ЕОМ.

Прикладом стандартного АЛП може бути мікросхема ИПЗ, яка є у серіях 555, 531 та 564. Вона може виконувати 16 логічних і 16 арифметичних операцій залежно від командного слова, поданого на її керуючі входи. Таблицю діапазону операцій можливостей АЛП типу ИПЗ наведено в табл. 5.14.

**Таблиця 5.14**

Вибір функції				Вибір операції	
$S_4$	$S_3$	$S_2$	$S_1$	$M = 1$ логічні	$M = 0$ арифметичні
0	0	0	0	$F = \bar{A}$	$F = A$
0	0	0	1	$F = \bar{A} \vee \bar{B}$	$F = A \vee B$
0	0	1	0	$F = \bar{A} \wedge B$	$F = A \vee \bar{B}$
0	0	1	1	$F = 0$	$F = -1$
0	1	0	0	$F = \bar{A} \wedge \bar{B}$	$F = A + (A \wedge \bar{B})$
0	1	0	1	$F = \bar{B}$	$F = (A \vee B) + (A \wedge \bar{B})$
0	1	1	0	$F = A \oplus B$	$F = A - B - 1$
0	1	1	1	$F = A \wedge \bar{B}$	$F = (A \wedge \bar{B}) - 1$
1	0	0	0	$F = \bar{A} \vee B$	$F = A + (A \wedge B)$
1	0	0	1	$F = \bar{A} \oplus B$	$F = A + B$
1	0	1	0	$F = B$	$F = (A \vee \bar{B}) + (A \wedge B)$
1	0	1	1	$F = A \wedge B$	$F = (A \wedge B) - 1$
1	1	0	0	$F = 1$	$F = A + A$ (зсув ліворуч)
1	1	0	1	$F = A \vee \bar{B}$	$F = (A \vee B) + A$
1	1	1	0	$F = A \vee B$	$F = (A \vee \bar{B}) + A$
1	1	1	1	$F = A$	$F = A - 1$

7	$C_0$	АЛП	$C_4$	16
2	$A0$			
1	$B0$		$G$	17
23	$A1$			
22	$B1$		$P$	15
21	$A2$			
20	$B2$		$A=$ $=B$	14
19	$A3$			
18	$B3$		$F0$	9
6	$S0$			
5	$S1$		$F1$	10
4	$S2$			
3	$S3$		$F2$	11
8	$M$			
			$F3$	13

Вказаний АЛП спроможний оперувати з двома чотирироздрядними числами й має чотири пари інформаційних входів, на які подаються відповідні розряди чисел-операндів  $A$  та  $B$ . Якщо обмежитися лише позитивними числами, то можна використовувати всі чотири розряди як значущі. Якщо ж бажано працювати в доповняльному коді, то значущих розрядів залишається три, а старший є знаковим. Керування роботою ІМС і вибір здійснюваної операції провадиться подачею відповідної комбінації сигналів (командного слова) на чотири  $S$ -входи та один  $M$ -вхід.

Вибір між логічними та арифметичними операціями здійснюється  $M$ -входом. Якщо на цей вхід подати сигнал високого рівня, схема виконуватиме логічні операції, якщо ж  $M = 0$  – виконуються арифметичні операції. Мікросхема ІПЗ дозволяє нарощувати розрядність чисел-операндів шляхом підключення до неї "знизу" та "зверху" аналогічних ІМС. Для цього служать вхідний і вихідний виводи переносу  $C_0$  та  $C_4$ .

Наприклад, при командному слові  $S_3S_2S_1S_0 = 1110$  і при  $M = 1$  реалізується операція логічного додавання  $A \vee B$ . Якщо ж  $M = 0$  і при цьому  $C_0 = 0$ , то виконуватиметься операція  $((A \vee \bar{B}) + A)$ . При  $C_0 = 1$  здійснюватиметься перенос з попереднього розряду і до результату додаватиметься одиниця, то в даному випадку отримаємо  $((A \vee \bar{B}) + A + 1)$ .

Операції, які може виконувати АЛП типу ІПЗ достатні для забезпечення всіх вимог, що ставляться до центрального процесора мікропроцесорів і мікро-ЕОМ.

### **5.3.2. Комбінаційні пристрої для виконання логічних операцій**

За допомогою комбінаційних пристройів можна виконувати складні логічні операції з багатьма вхідними та вихідними змінними. Розглянемо деякі з таких пристройів, які знайшли широке застосування в цифровій техніці.

**Дешифратори** (або декодери) – це логічні пристройі, які виконують перетворення цифрових кодів одного виду на інший. Зокрема, дешифратори здатні із різноманітних кодових сигналів, що подаються на їх вхід, обрати одну певну кодову комбінацію і відповідно до неї виробити й подати на один з вихідних виводів новий сигнал, призначений для керування деякими виконавчими пристроями.

Розглянемо, як приклад, простий дешифратор, який обирає одну з чотирьох можливих дворозрядних комбінацій і подає сигнал високого рівня на один із своїх чотирьох вихідів (дешифратор "1" з "4"). На-

## Розділ 5. Цифрова техніка

приклад, при комбінації вхідних сигналів  $x_1 = 1$ ,  $x_0 = 1$  (тобто число  $11_2 = 3_{10}$ ) логічна одиниця має виникнути на виході  $y_3$ , а при  $x_1 = 0$ ,  $x_0 = 1$  – на виході  $y_1$ . Такий алгоритм зображене в табл. 5.15. В останній колонці наведено формули, які описують логічні функції для кожного з виводів дешифратора. Схему, за допомогою якої можна здійснити ці функції, зображене на рис. 5.32, а. Вхідні сигнали  $x_1$  і  $x_0$  та їх інверсії подаються на лінії, до яких приєднані відповідні кон'юнктори. Наприклад, кон'юнктор, що виробляє сигнал для вихода  $y_0$  приєднано до лінії з інверсіями обох вхідних сигналів. На рис. 5.32, б зображене ідею роботи дешифратора: сигнал високого рівня "1" спрямовується на один з чотирьох виходів ключа К, який керується вхідним (так званим *адресним*) сигналом  $X$ .

**Таблиця 5.15**

<b><math>x_1</math></b>	<b><math>x_0</math></b>	<b><math>y_0</math></b>	<b><math>y_1</math></b>	<b><math>y_2</math></b>	<b><math>y_3</math></b>	<b>Формула</b>
0	0	1	0	0	0	$y_0 = \bar{x}_1 \wedge \bar{x}_0$
0	1	0	1	0	0	$y_1 = \bar{x}_1 \wedge x_0$
1	0	0	0	1	0	$y_2 = x_1 \wedge \bar{x}_0$
1	1	0	0	0	1	$y_3 = x_1 \wedge x_0$

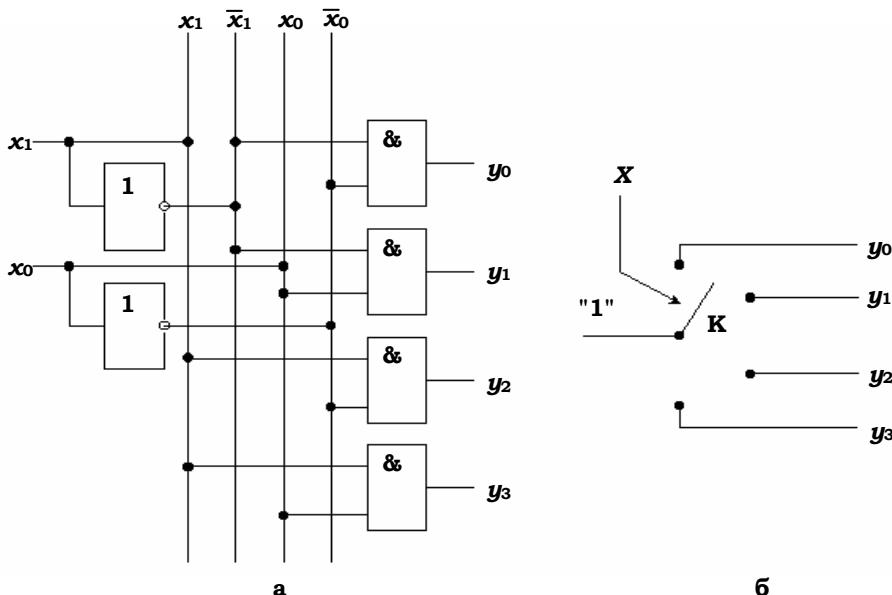


Рис. 5.32

## Основи радіоелектроніки

Реальні дешифратори мають значно ширші можливості. Наприклад, ІМС типу К155ИДЗ являє собою дешифратор, який дозволяє перетворювати чотирироздрядний код, що потрапляє на його входи  $X_0 - X_3$  на напругу низького логічного рівня на одному з 16-ти виходів.

**Селектор (демультиплексор).** Ідея роботи селектора схематично зображенна на рис. 5.33, а й полягає в тому, що сигнал з інформаційного  $d$ -входу подається на один з  $y$ -виходів, вибір якого визначається адресними сигналами, поданими на  $X$ -входи. Такий суматор легко реалізувати на базі розглянутого вище дешифратора на логічних елементах. Слід лише додати одну  $d$ -лінію та застосувати багатовхідні (тривхідні) кон'юнктори (рис. 5.33, б). Інформаційний  $d$ -сигнал проходить на  $y_i$ -вихід лише через той кон'юнктор, який буде відкритий відповідним адресним сигналом.

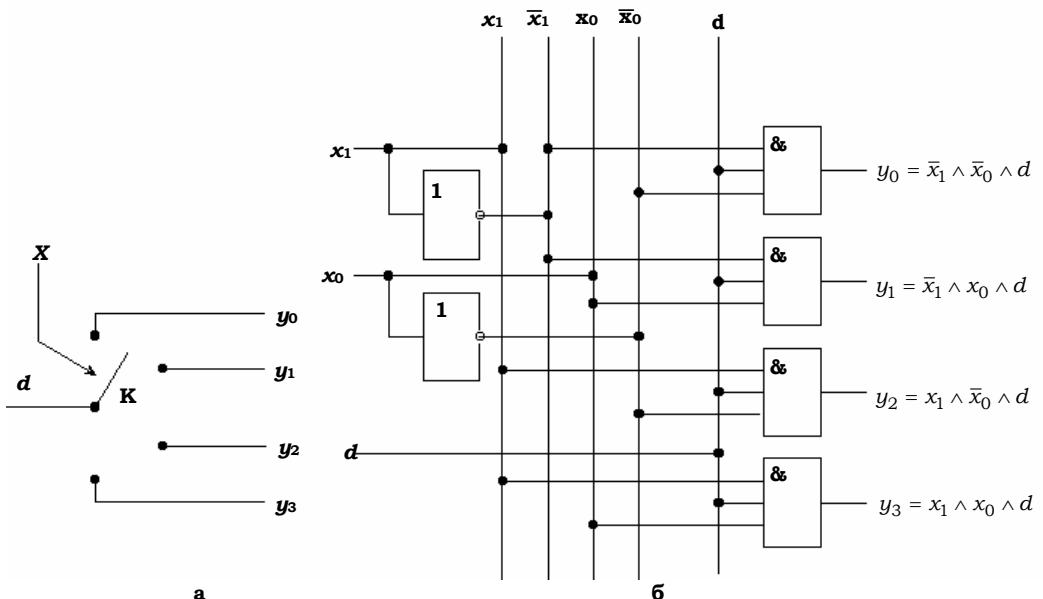


Рис. 5.33

**Мультиплексор** виконує обернену задачу. Він має  $N$  адресних входів,  $2^N$  інформаційних входів та один вихід. Коли на адресні  $X$ -входи подати кодовий сигнал, який відповідає числу  $i$ , то до  $y$ -виходу підключається інформаційний вхід  $d_i$ .

## Розділ 5. Цифрова техніка

Схематично дію мультиплексора зображенено на рис. 5.34, а як дію ключа, який керується адресним сигналом  $X$  і підключає до загального виходу  $y$  один з інформаційних входів. Таку схему можна використати, наприклад, для вибіркового опитування великої кількості датчиків, сигнали від яких виводяться на єдине навантаження. Принцип дії мультиплексора видно з рис. 5.34, б. Сигнали з адресних входів відкривають один з чотирьох кон'юнкторів, через який інформаційний сигнал з відповідного  $d$ -входу проходить на вихід  $y$ .

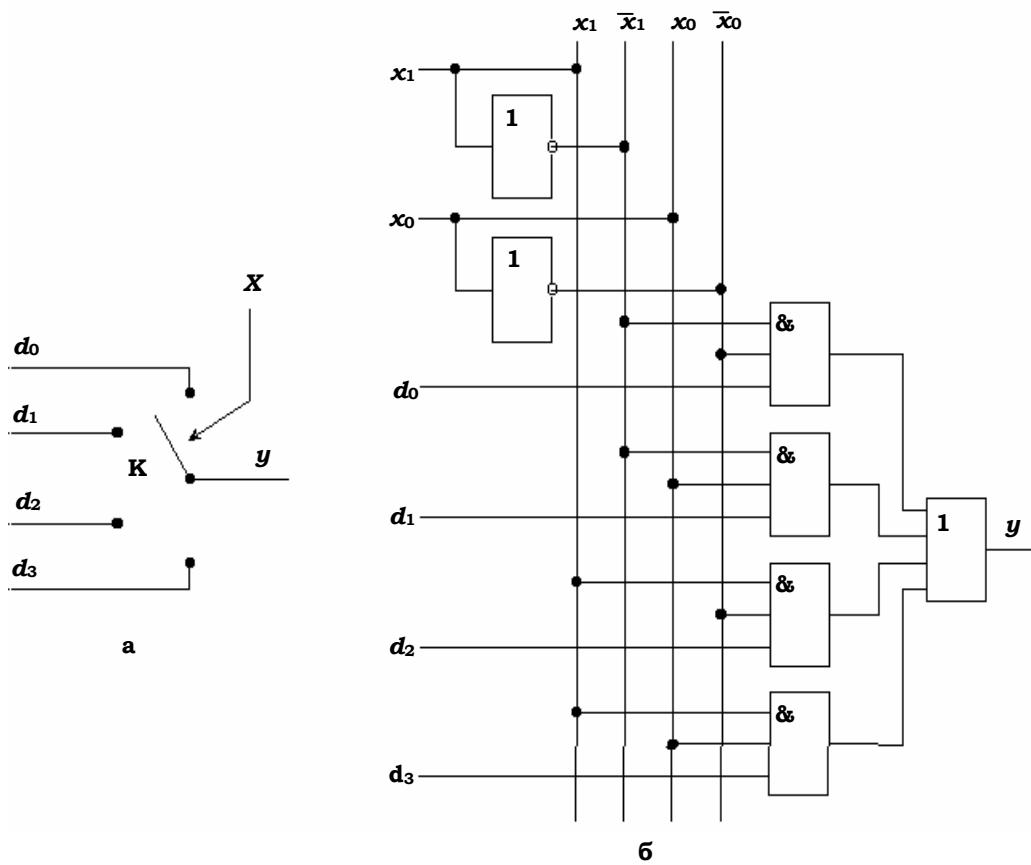


Рис. 5.34

Цікаво зазначити, що подібна система може служити універсальним логічним елементом. Задавши на  $d$ -входах деякі фіксовані значення напруги (0 або 1), можна отримати пристрій, що виконує щодо

## **Основи радіоелектроніки**

---

---

Х-сигналів будь-яку з булевих функцій для двох змінних. Наприклад, коли  $d_0 = 0$ ,  $d_1 = d_2 = d_3 = 1$  отримаємо операцію АБО; коли ж  $d_0 = 0$ ,  $d_1 = d_2 = 1$ ,  $d_3 = 0$ , то подібна система виконуватиме операцію НЕРІВНОЗНАЧНІСТЬ.

Мультиплексор може вважатися одним з найпростіших прикладів програмованого пристрою, де зміни виконуваних ним функцій здійснюються не шляхом зміни в конструкції його схеми, а шляхом подачі певної комбінації керуючих сигналів. Не вносячи змін у фізичну структуру пристрою, ці керуючі сигнали спричиняють у ньому внутрішні перемикання, котрі й змінюють шляхи руху інформаційних сигналів.

## **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Перебираючи всі можливі комбінації  $x_1$  і  $x_2$  переконайтесь в тому, що суматор за модулем 2 (рис. 5.26) дійсно виконує операцію нерівнозначності.
2. На основі мікросхеми К155ЛА3 складіть функціональну схему суматора за модулем 2.
  3. Яка відмінність напівсуматора від повного суматора?
  4. На основі ІМС типів К155ЛП5, К155ЛА3, К155ЛН1 складіть однорозрядний повний суматор.
  5. На основі ІМС-суматорів серії 155 складіть восьмирозрядний суматор двійкових чисел.
  6. Складіть схему, яка б перетворювала двійкові числа на додовняльний код (знак числа задається в надстаршому розряді).
  7. Складіть дешифратор "2" з "4" на логічних елементах, який давав би  $y_0 = 1$ ,  $y_1 = 0$  при  $X = 00,10$  та  $y_1 = 1$ ,  $y_0 = 0$  при  $X = 01,11$ .
  8. Складіть дешифратор, подібний зображеному на рис. 5.32, а, тільки з універсальних двовхідних логічних елементів I-НЕ.
  9. Складіть схему селектора, подібного до зображеного на рис. 5.33, застосовуючи не тривхідні, а двовхідні кон'юнктори (кількість кон'юнкторів не обмежується).
  10. Складіть схему мультиплексора, подібного до зображеного на рис. 5.34, застосовуючи тільки двовхідні універсальні логічні елементи I-НЕ (кількість елементів не обмежується).

## 5.4. ТРИГЕРИ НА ЛОГІЧНИХ ЕЛЕМЕНТАХ

Вище були розглянуті логічні та арифметичні операції з інформацією, поданою у вигляді електричних сигналів двох рівнів – рівня логічної одиниці та рівня логічного нуля. Не менш важливою є задача збереження цієї інформації: початкових даних (до того, як вони будуть введені в дію), проміжних і кінцевих результатів операцій та обчислень.

Оскільки інформація подається у вигляді дворівневих сигналів, елемент пам'яті в результаті дії входного сигналу того чи іншого рівня має встановлюватися в одному з двох можливих положень (режимів) і залишатися в ньому навіть після того, як входний сигнал буде знятий. Кількість інформації, яку "запам'ятує" такий елемент пам'яті, становить 1 біт. Для його реалізації можна застосовувати тригер, який має, як відомо, два стійкі стани рівноваги та переходить з одного стану в інший, якщо подати на його вход короткос часовий імпульс.

### 5.4.1. Асинхронний RS-тригер

У розділі, де йшлося про аналогову техніку, ми наводили як приклад схему тригера, зображену на рис. 5.35. Транзистори VT1 та VT2 разом з опорами  $R_k$  складають основу тригера; транзистори VT3 та VT4 служать для його запуску. Коли на входи тригера подається комбінація сигналів  $S = 1; R = 0$ , транзистор VT3 відкривається й на колекторах VT3 та VT1 і на базі VT2 встановлюється низький рівень напруги. Транзистор VT2 закривається, на виході  $Q$  встановлюється сигнал високого рівня, а на так званому **інверсному виході**  $\bar{Q}$ -сигнал низького рівня. Саме це записано в другому рядку табл. 5.16. При зворотній комбінації входних сигналів на  $Q$ -виході однозначно встановлюється сигнал низького рівня, а на  $\bar{Q}$ -виході – сигнал високого рівня.

Таблиця 5.16

<b>R</b>	<b>S</b>	<b><math>Q_n</math></b>	<b>Режим</b>
0	0	$Q_{n-1}$	Збереження
0	1	1	Встановлення 1
1	0	0	Встановлення 0
1	1	–	Заборона

## Основи радіоелектроніки

При комбінації  $S = 0; R = 0$  можливий стан, коли,  $Q = 1$ , і стан, коли  $Q = 0$ . При цій комбінації тригер зберігає той стан, у який він був попередньо встановлений. Це режим збереження записаної в тригер інформації, тобто  $Q$ -вихід на  $n$ -му етапі роботи тригера зберігає той стан, у який тригер було встановлено в попередньому  $n - 1$ -етапі.

При комбінації  $S = 1; R = 1$  як на колекторі VT1, так і на колекторі VT2, буде низький рівень напруги. При одночасному знятті одиниць з входів і заміні їх на нулі не можна передбачити, у який стан тригер встановиться. Тому ця комбінація вважається забороненою, її слід уникати.

Розглядаючи уважно схему, зображену на рис. 5.35, можна розпізнати в ній два логічних елементи 2АБО-НЕ, тобто цей тригер можна утворити з двох таких елементів, з'єднавши їх так, як це зображено на рис. 5.36. Його робота також буде описуватися таблицею істинності (табл. 5.16).

Аналогічну схему (рис. 5.35) можна утворити також з універсальних елементів 2І-НЕ (рис. 5.37). Її робота відображенна в табл. 5.17 і відрізняється від роботи попередньої схеми тим, що режиму збереження буде відповідати комбінація вхідних сигналів  $S = 1; R = 1$ , а комбінація  $S = 0; R = 0$  є забороненою.

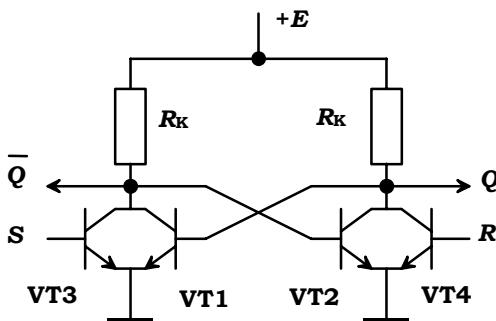


Рис. 5.35

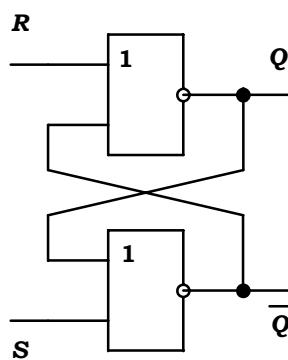


Рис. 5.36

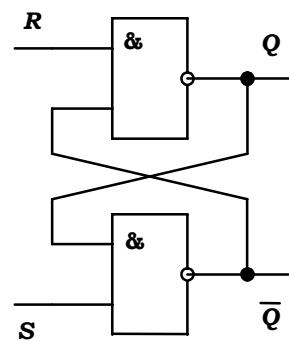


Рис. 5.37

Таблиця 5.17

<b>R</b>	<b>S</b>	<b><math>Q_n</math></b>	<b>Режим</b>
0	0	—	Заборона
0	1	1	Встановлення 1
1	0	0	Встановлення 0
1	1	$Q_{n-1}$	Збереження

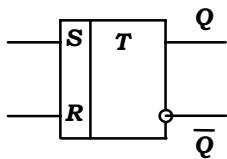


Рис. 5.38

Розглянуті тригери називають **асинхронними RS-тригерами**; їх умовне зображення наведено на рис. 5.38.

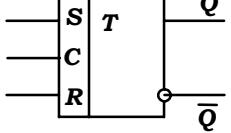


Рис. 5.39

Синхронний RS-тригер, умовне зображення якого наведено на рис. 5.39, відрізняється від попереднього тим, що крім R- та S-входів він має ще "дозвільний" С-вхід або **синхровхід**.

Цей тригер реагує на інформаційні R- та S-сигнали лише за умови, коли  $C=1$ . Схему такого тригера зображено на рис. 5.40; його роботі відповідає таблиця істинності (табл. 5.18). Як видно зі схеми, в його основі лежить "внутрішній" асинхронний RS-тригер, що складається з двох логічних елементів D.1 та D.2. Елементи D.3 та D.4 складають вхідну логіку. При  $C=0$  на виходах цих елементів утворюються сигнали високого рівня ( $S'=1$ ;  $R'=1$ ) незалежно від того, які сигнали подаватимуться на входи R та S (тут і надалі довільні стани позначатимуться скісними хрестиками). Напруги високого рівня на  $S'$  і  $R'$  утримують "внутрішній" тригер у стані збереження. У тому самому стані він буде перебувати й при комбінації  $C=1$ ;  $S=R=0$ .

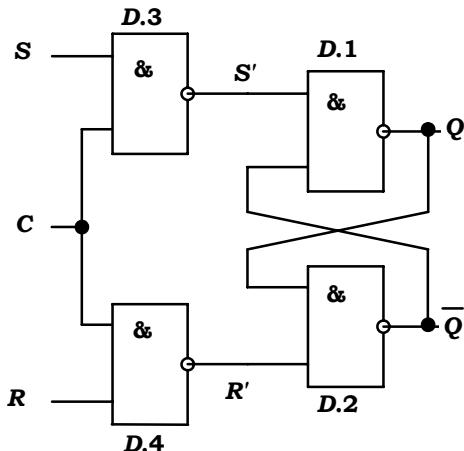


Рис. 5.40

**Таблиця 5.18**

<b>C</b>	<b>R</b>	<b>S</b>	<b>R'</b>	<b>S'</b>	<b>Q<sub>n</sub></b>	<b>Режим</b>
0	x	x	1	1	<b>Q<sub>n-1</sub></b>	Збереження
1	0	0	1	1	<b>Q<sub>n-1</sub></b>	Збереження
1	0	1	1	0	1	Встановлення 1
1	1	0	0	1	0	Встановлення 0
1	1	1	0	0	-	Заборона

Третій і четвертий рядки таблиці описують режим встановлення на Q-виході одиниці або нуля. Комбінація  $C = 1; S = R = 1$  є забороненою, оскільки при ній  $S'$  та  $R'$  стають нулями.

#### 5.4.3. Затриманий синхронний RS-тригер

Іноді виникає потреба отримати на виході синхронного тригера відповідь на вхідні  $R$ -та  $S$ -сигнали не в момент, коли (і поки) діє  $C$ -сигнал, а одразу після того, як цей сигнал закінчиться. Для реалізації цієї вимоги будують так званий **затриманий синхронний RS-тригер** (рис. 5.41, а). Він складається з двох синхронних RS-тригерів: "провідного"  $T_1$ , який за наявності  $C$ -сигналу спрацьовує від вхідних інформаційних сигналів, і "підлеглого" тригера  $T_2$ , якому "провідний" цю інформацію передає. Але підлеглий тригер має сприймати цю інформацію й відтворювати її на своїх виходах  $Q_2$  та  $\bar{Q}_2$  лише по закінченні синхросигналу  $C = 1$ . Для цього синхросигнал  $C$  передається на вхід  $C_2$  через інвертор, який блокує спрацьовування тригера  $T_2$  до моменту закінчення імпульсу синхронізації. Такий тригер зображається прямокутником з двома літерами  $T$  (рис. 5.41, б). Дві літери " $T$ " означають, що тригер двоступеневий, тобто складається з провідного та підлеглого. У такому затриманому RS-тригері акти встановлення та перевстановлення відбуваються в моменти закінчення вхідного  $C$ -сигналу, тобто в моменти його перепаду від високого рівня до низького. Таке перемикання прийнято називати перемиканням **"за зりзом"** сигналу синхронізації. На схемах синхровхід, що здійснює перемикання за зрізом, позначають трикутником вістрям назовні, або спадною косою рисковою (рис. 5.41, б).

Якщо ж перемикання здійснюється в моменти зміни напруг від низького рівня до високого, воно називається перемиканням **"за фронтом"**.

"том" сигналу синхронізації; такий С-вхід позначають трикутником вістрям усередину або зростаючою косою рискою (рис. 5.41, в). Подібні тригери, що спрацьовують по фронтах синхронізуючого сигналу, ще називаються **динамічними**.

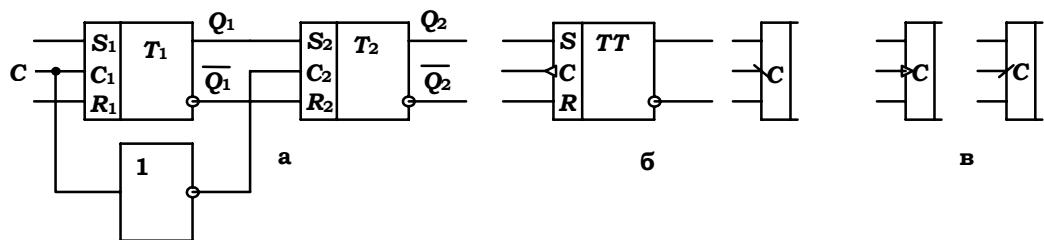


Рис. 5.41

#### 5.4.4. D-тригер

Найпростішим за своєю дією є так званий **D-тригер** або "**тригер пам'яті**". Він має тільки один інформаційний D-вхід і синхровхід C (рис. 5.42); його будову зображенено на рис. 5.43.

Коли C = 1 на Q-виході тригера встановлюється стан, що відповідає існуючому в даний момент сигналу на D-вході. При C = 0 попередньо встановлений стан зберігається. Перебором варіантів можна переконатися в тому, що система станів D-тригера відповідає табл. 5.19.

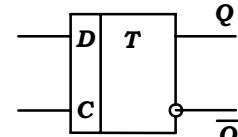


Рис. 5.42

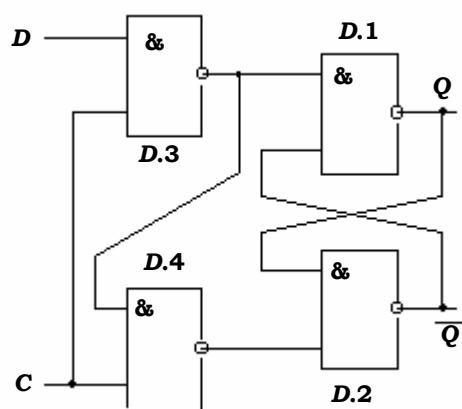


Рис. 5.43

Таблиця 5.19

<b>C</b>	<b>D</b>	<b>Q<sub>n</sub></b>
0	x	Q <sub>n-1</sub>
1	0	0
1	1	1

Іноді D-триггер наділяють установлювальним R-входом (рис. 5.44). Якщо подати на нього логічну одиницю, триггер безумовно встановлюється в стан Q = 0, незалежно від сигналів на D-та C-входах. Аналогічно може діяти й установлювальний S-вхід, який безумовно встановлює Q = 1. Із двох D-триггерів можна легко сконструювати затриманий D-триггер.

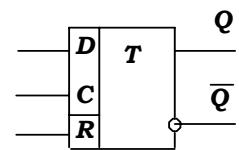


Рис. 5.44

#### 5.4.5. T-триггер (лічильний триггер)

**T-триггер** має тільки один C-вхід (рис. 5.45). Триггер перемикається щоразу коли на C-вході відбувається перепад від лог. 1 до лог. 0. Оскільки кожний імпульс, який надходить, врешті-решт спричинює перемикання T-тригера, то такий режим роботи називають **лічильним режимом** (триггер ніби відлічує імпульси, що надходять), а сам триггер – **лічильним триггером**.

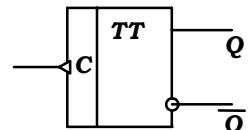


Рис. 5.45

Лічильний триггер можна побудувати на основі розглянутого вище затриманого синхронного RS-тригера, якщо подати негативний зворотній зв'язок з його виходів на входи (рис. 5.46).

Нехай, наприклад, на Q<sub>2</sub>-виході підлеглого тригера, зображеного на рис. 5.41, а, буде лог. 1, а на Q<sub>2</sub>-виході – лог. 0. Ці сигнали по колах зворотного зв'язку подаються відповідно на S-та R-входи провідного тригера. За відсутності пускового сигналу на C-вході, ці сигнали не чинять ніякого впливу на провідний триггер, але як тільки виникає пусковий сигнал, провідний триггер встановлюється відповідно до цих сигналів у стан  $\bar{Q}_1 = 0$ ;  $Q_1 = 1$ . При цьому на видах підлеглого тригера T2 виникнуть сигнали  $R_2 = \bar{Q}_1 = 0$  та  $S_2 = Q_1 = 1$ , які не відповідають його стану з  $Q_2 = 0$ ,  $\bar{Q}_2 = 1$ . Однак, доки на C-вході провідного тригера є сигнал лог. 1 і  $C_2 = 0$ ,

## Розділ 5. Цифрова техніка

підлеглий триггер зберігає такий стан. Але, як тільки лог. 1 буде знята із входу  $C_1$ , то на С-вході підлеглого тригера виникне логічна одиниця й він зробить перехід відповідно до сигналів, які є на його входах  $R_2$  та  $S_2$ , тобто встановляться  $Q_2 = 1$  і  $\bar{Q}_2 = 0$ .

Наступний імпульс, що подається на вхід  $C_1$ , знову спричинить перехід спочатку провідного, а потім і підлеглого тригера. Ці переходи будуть повторюватися щоразу, коли на С-вхід буде надходити черговий імпульс.

### 5.4.6. JK-триггер

Найбільш гнучким та універсальним є JK-триггер. Його систему перемикання подано в табл. 5.20<sup>3</sup>).

**Таблиця 5.20**

<b>C</b>	<b>J</b>	<b>K</b>	<b><math>Q_n</math></b>	<b>Режим</b>
0	$x$	$x$	$Q_{n-1}$	Збереження
1	0	0	$\bar{Q}_{n-1}$	Збереження
$\downarrow$	0	1	0	Стійкий 0
$\downarrow$	1	0	1	Стійкий 1
$\downarrow$	1	1	$\bar{Q}_{n-1}$	Перекидання

JK-триггер можна побудувати із затриманого синхронного RS-тригера. Для цього необхідно (рис. 5.47):

а) на RS-входи подати перехресний зворотний зв'язок (як у T-тригера);

б) у логічних елементах I-НЕ, які утворюють вхідні кола провідного синхронного RS-тригера додати ще по одному інформаційному входу (або по кілька входів). Це й будуть J- та K-входи.

JK-триггер можна перетворити на будь-який із розглянутих вище різновидів триггерів. Наприклад, якщо додаванням інвертора забезпечити виконання умови  $\bar{K} = J$ , то по зразу С-сигналу триггер буде встановлювати на Q-виході сигнал, що відповідатиме вхідному J-сигналу й буде

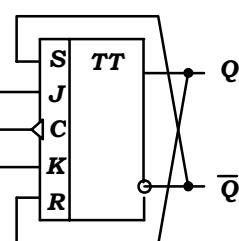


Рис. 5.47

<sup>3</sup> Стрілками зображенено спрацювання тригера за зразом С-сигналу.

зберігати цей стан і після зняття С-сигналу. Тобто *JK*-тригер працюватиме як затриманий *D*-тригер.

Якщо ж з'єднати *J*- та *K*-входи й подати на них лог. 1 ( $J = K = 1$ ), то кожний черговий вхідний імпульс на С-вході викликатиме перемикання тригера. Така схема виявляється подібною до *T*-тригера.

Окрім перелічених вище *J*, *C* та *K*-входів, *JK*-тригер іноді обладнують ще й встановлювальними *R*- та *S*-входами: коли на один з них подати сигнал лог. 1, а на протилежний – лог. 0, то тригер однозначно встановлюється у відповідний стан.

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Перебором усіх можливих комбінацій вхідних сигналів складіть таблицю перемикань для синхронного *RS*-тригера. Порівняйте її з табл. 5.18. Зробіть те саме для *D*-тригера.
2. Для чого потрібний інвертор у колі С-сигналу у схемі затриманого синхронного *RS*-тригера (рис. 5.41)?
3. Складіть функціональну схему затриманого *D*-тригера.
4. Запропонуйте схему *D*-тригера із встановлювальним *R*-входом, щоб поданням на цей вхід лог. 1 можна було б занулити *Q*-вихід.
5. Перетворіть *JK*-тригер на *D*-тригер і на *T*-тригер. Зробіть це на конкретних типах *JK*-тригерів К134ТВ1, К155ТВ1. (Для побудови *D*-тригера скористуйтесь логічним елементом I-НЕ із цих самих серій).
6. З дев'яти логічних елементів I-НЕ складіть схему *JK*-тригера. Визначте на ній точки, у які треба подати лог. 0 або лог. 1, щоб встановити тригер у заданий стан.
7. З елементів 2АБО-НЕ складіть схему синхронного *RS*-тригера з таблицею перемикань (табл. 5.18). Підберіть для цієї схеми IMC із серії 176 і реалізуйте на них вказаний тригер.
8. З логічних елементів IMC серії 155 або 133 складіть синхронний *RS*-тригер і *D*-тригер.

## 5.5. РЕГІСТРИ ТА ЛІЧИЛЬНИКИ

Один тригер здатний запам'ятовувати та зберігати інформацію в 1 біт (нуль або одиницю), тобто відомості про один розряд двійкового числа. Для збереження багаторозрядного числа ("слова") потрібна група тригерів. Такі пристрої називають **регистрами**.

### 5.5.1. Паралельний регистр (регистр пам'яті)

**Паралельний регистр** (рис. 5.48) складається з  $D$ -тригерів, кількість яких дорівнює розрядності двійкового числа, яке потрібно запам'ятати. Число, яке у двійковому коді треба записати в регистр, подається на шину вхідних даних, кожний провідник якої відповідає певному розряду числа. Коли на  $C$ -входи тригерів подати команду запису, тригери сприймають сигнали із своїх  $D$ -входів і "запам'ятають" кожний свій розряд. Після цього сигнали із шини вхідних даних можна зняти.

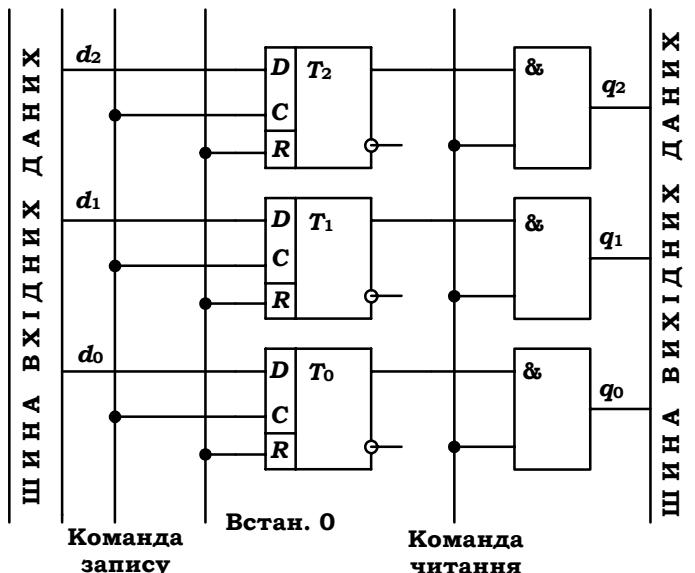


Рис. 5.48

Для зчитування інформації сигнали знімаються з  $Q$ -виходів тригерів і через кон'юнктори подаються на шину вихідних даних. Ця передача

## Основи радіоелектроніки

реалізується лише тоді, коли на другі входи кон'юнкторів подано команду читання. Після акту зчитування інформація, записана в тригерах, зберігається, тому акти читання можна повторювати багаторазово.

Щоб "стерти" записану в реєстрах інформацію застосовується шина "Встан. 0", підключена до встановлювальних  $R$ -входів тригерів. Якщо на цю шину подається сигнал лог. 1, то всі тригери одразу встановлюються в нульовий стан ( $Q_i = 0$ ).

### 5.5.2. Послідовний регістр (регістр зсуву)

Іншим варіантом пристрою, призначеного для зберігання в пам'яті двійкових чисел, є **послідовний регістр**, схему якого зображенено на рис. 5.49. У ньому вихід  $i$ -го  $D$ -тригера з'єднаний безпосередньо із входом  $i+1$ -го тригера.

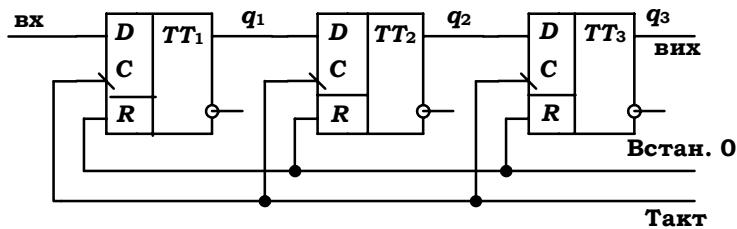


Рис. 5.49

Спочатку всі тригери за допомогою входу "Встан. 0" переводяться в стани  $q_i = 0$ . Далі на вхід першого тригера послідовно в часі з деяким періодом  $T$  подаються імпульси лог. 0 або лог. 1, відповідні значенням чисел у розрядах слова, яке записується (починаючи із старшого розряду). Синхронно на  $C$ -входи подаються тактові імпульси, які дозволяють тригерам здійснити акт запису.

Наприклад, при записі двійкового числа 101 перша (старша) одиниця вводиться в  $TT_1$ . При наступному такті вона передається в  $TT_2$ , а в  $TT_1$  записується число, яке міститься в наступному розряді (у даному прикладі – нуль). При кожному такті раніше записані числа зсувануться праворуч, у тригер наступного – за старшинством – розряду. Коли слово закінчується, запис припиняється, і регістр зберігає записане слово.

Для зчитування треба знову подати тактові імпульси. Тоді на виході регістра з'являться розряди записаного числа, причому в тому самому порядку, у якому здійснювався запис: спочатку старша одиниця

ця, потім нуль, нарешті – молодша одиниця. Процес запису та читання відображені в табл. 5.21.

**Таблиця 5.21**

Такт	Запис	$q_1$	$q_2$	$q_3$
0		0	0	0
1		1 → 1	0	0
2		0 → 0	1	0
3		1 → 1	0	1
	Читання	1	0	1 → 1
0		0	1	0 → 0
1		0	0	1 → 1
2		0	0	0
3		0	0	0

Для того, щоб черговий акт запису до  $i$ -го тригера не перешкоджав одночасній передачі раніше записаного в ньому числа до наступного  $i+1$  тригера, усі тригери, з яких складається послідовний реєстр, мають бути затриманими тригераами (саме тому на рис. 5.49 вони позначені літерами  $TT_i$ ).

### 5.5.3. Реверсивний реєстр (окрема комірка)

У розглянутому послідовному реєстрі зсув чисел може відбуватися тільки зліва направо. У більш складних реверсивних реєстрах передбачено можливість зсуву чисел в обох напрямках. Для цього на вході кожного розрядного  $i$ -го тригера ставлять логічний елемент 2I-АБО, який підключає вхід цього тригера або до виходу  $i-1$ , або до виходу  $i+1$  тригера (рис. 5.50). Вибір здійснюється подачею сигналів на дозвільні  $V$ -входи: коли лог. 1 подається на  $V$ -вхід – зсув відбувається праворуч, коли на  $\bar{V}$ -вхід – ліворуч.

## Основи радіоелектроніки

Зсув числа, записаного в реєстр, на одну комірку праворуч, тобто в бік старших розрядів, означає його подвоєння (тобто множення на 2), а зсув ліворуч – його зменшення вдвічі. Отже, є можливість здійснювати операції множення та ділення двійкових чисел їх зсувом у послідовному реєстрі.

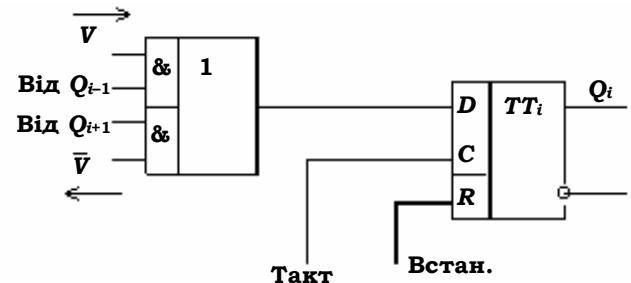


Рис. 5.50

### 5.5.4. Зсувний (універсальний) реєстр

Зсувний реєстр виконує функції перетворення паралельного коду на послідовний, і навпаки, тобто об'єднує функції паралельного та послідовного реєстрів (рис. 5.51).

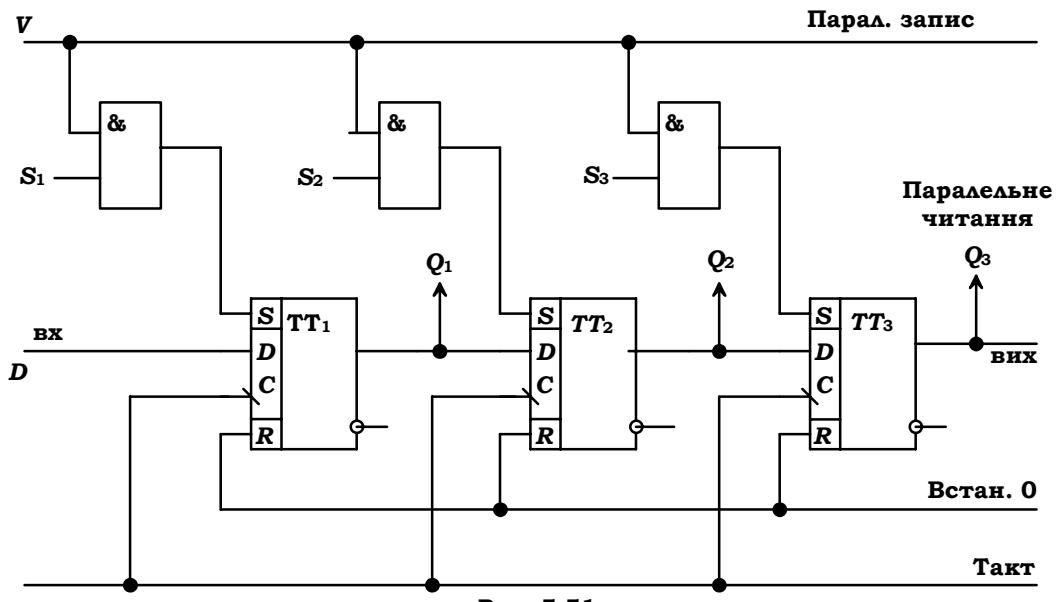


Рис. 5.51

## Розділ 5. Цифрова техніка

Основою зсувного реєстра є послідовний реєстр. Однак окрім послідовного виходу зі старшого розряду, кожний з розрядних тригерів має свій власний вихід  $Q_i$ , з якого можна здійснювати паралельне читування інформації.

Можливий також і паралельний запис інформації у зсувний реєстр за допомогою групи кон'юнкторів, через які вхідні сигнали  $S_i$  за командою дозвільного входу  $V$  можуть порозрядно вводитися в тригерні комірки реєстра. Введення робиться через встановлювальні  $S$ -входи тригерів.

Зсувний тригер є найбільш універсальним інструментом для збереження та перетворення цифрової інформації. Він дозволяє записувати числа як у паралельному коді – одномоментно з групи паралельних  $S$ -входів, так і в послідовному коді, коли на вхід  $D$  подається розтягнута в часі послідовність кодових імпульсів. Число, записане в реєстрі, може бути або зчитаним з паралельних  $Q_i$ -виходів, або подачею тактових імпульсів "витиснути" розряд за розрядом через послідовний вихід реєстра. Нарешті, якщо застосувати реверсивні реєстри, то зсув записаних даних може відбуватися як праворуч, так і ліворуч.

### 5.5.5. Лічильники

Однією з найпоширеніших операцій у пристроях інформаційно-обчислювальної та цифрової техніки є підрахунок кількості імпульсів, які надходять від деякого датчика. Ця операція здійснюється за допомогою лічильників, на виході яких виникає сигнал у формі числа, яке відповідає кількості імпульсів, що надійшли на вхід лічильника.

У **двійковому лічильнику** кількість зареєстрованих імпульсів видається на виходах у формі двійкового числа. Для побудови подібних лічиль-

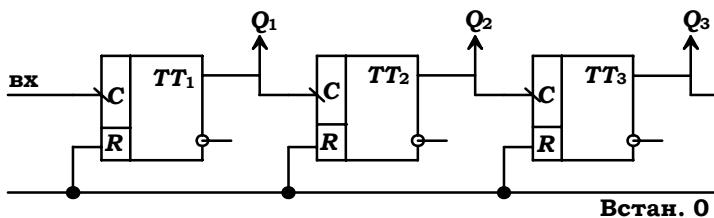


Рис. 5.52

ників зазвичай застосовують  $T$ -тригери. Функціональну схему найпростішого двійкового лічильника зображенено на рис. 5.52. Вона являє собою ряд послідовно ввімкнених лічильних тригерів. На рис. 5.53 наведено часові діаграми напруг у різних точках розглядуваної схеми, а в табл. 5.22 – стани на  $Q$ -виходах тригерів для різних моментів часу залежно від кількості  $N$  імпульсів, що надійшли на вхід лічильника.

## Основи радіоелектроніки

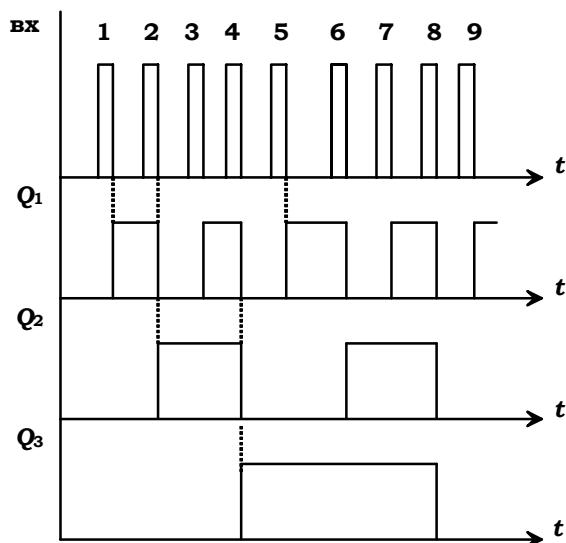


Рис. 5.53

Таблиця 5.22

<b>N</b>	<b>Q<sub>3</sub></b>	<b>Q<sub>2</sub></b>	<b>Q<sub>1</sub></b>
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
9	0	0	1

Лічильник працює таким чином: за командою скидання, поданої на встановлювальний вход лічильника, усі  $Q$ -виходи переводяться в стан лог. 0. Перший імпульс своїм заднім фронтом перемикає  $TT_1$  і встановлює його в стан  $Q_1 = 1$ . Далі по ланцюжку тригерів цей процес не йтиме, оскільки  $T$ -тригери перемикаються лише перепадом від лог. 1 до лог. 0. Тому  $TT_2$ ,  $TT_3$  і решта тригерів залишатимуться в по-передньому стані.

## Розділ 5. Цифрова техніка

З надходженням другого імпульсу ( $N = 2$ ), тригер  $TT_1$  знову переми-кається й перепадом від лог. 1 до лог. 0 запускає та перемикає  $TT_2$ . У результаті на  $Q$ -виходах утворюється в паралельному коді двійкове число  $N$ , яке відповідає кількості імпульсів, зареєстрованих на даний момент часу.

Цікаво, що на інверсних виходах ( $Q$ -виходах) виникає те ж саме число, але записане в інверсному коді: замість одиниць – нулі, замість нулів – одиниці. Якщо при  $t = 0$  за командою скидання на них було встановлене число 111 111 ... 1, то потім, з кожним імпульсом воно зменшується на одиницю (віднімальна лічба).

У лічильнику може бути зареєстровано  $2^n$  імпульсів, де  $n$  – кількість тригерів. При переході через це число, лічильник циклічно знову повертається в початковий стан і починає лічбу з нуля.

**Двійково-десятивий лічильник.** У деяких випадках буває бажаним виконувати не двійкову, а десяткову лічбу. При цьому, хоча в самому лічильнику лічба ведеться двійковим кодом, він, закінчивши цикл лічби, видає вихідний імпульс і повертається в початковий стан (всі  $Q_i = 0$ ) не після  $2^n$  вхідних імпульсів, а після десяти. Для цього такий лічильник роблять надлишковим з чотирма каскадами, і хоча він здатний вести лічбу до  $2^4 = 16$ , але за допомогою спеціально створюваних зворотних зв'язків між розрядами лічбу обривають на  $N = 10$ , після чого лічильник повертається в нульовий стан. Один з можливих варіантів реалізації цього принципу зображенено на рис. 5.54.

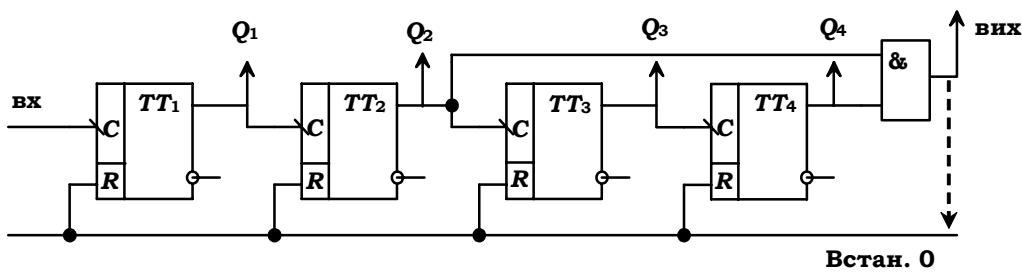


Рис. 5.54

До  $N = 10$  лічба відбувається так само, як і у двійковому лічильнику: на  $Q$ -виходах встановлюється двійкове число, яке відповідає кількості підрахованих вхідних імпульсів. Але після реєстрації десятого імпульсу на входах кон'юнктора, підключенного до  $Q_2$  та  $Q_4$ , виникають сигнали логічних одиниць, які спричиняють появу лог. 1 також на його виході.

## Основи радіоелектроніки

Це є сигнал реєстрації десятого імпульсу. Такий лічильник називається "8 + 2", оскільки він спрацьовує коли до нього надійдуть вісім імпульсів, які встановлюють  $Q_4 = 1$ , і ще два, що встановлюють  $Q_2 = 1$ . Далі слід потурбуватись про те, щоб здійснити скидання всіх тригерів у нуль і розпочати підрахування нової десятки імпульсів.

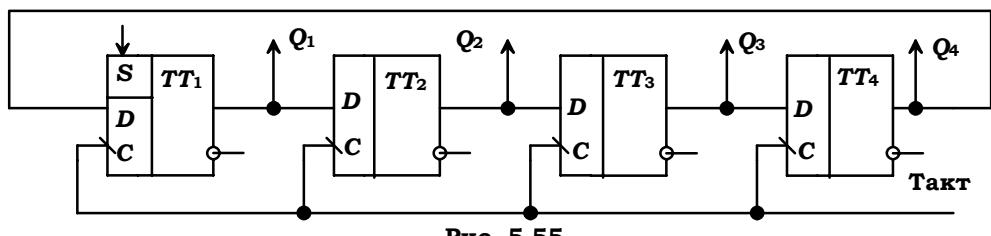
Отже, у межах десяткі такий лічильник працює як двійковий, але з відліком десяти імпульсів видає на своєму виході сигнал логічної одиниці. Цей сигнал може бути поданий до наступного подібного лічильника, який буде (знову ж у двійковому коді) рахувати десятки. Далі таким самим чином можна рахувати сотні й тисячі.

За подібним принципом, обриваючи лічбу при певній комбінації  $Q_1$ -сигналів, можна будувати лічильники з будь-яким коефіцієнтом перерахування. Наприклад, щоб рахувати імпульси по семірках, на вход кон'юнктора слід подавати сигнали з виходів  $Q_1$ ,  $Q_2$  та  $Q_3$  ("4 + 2 + 1"), а для підрахування групами по 12 – з  $Q_3$  та  $Q_4$  ("8 + 4").

### 5.5.6. Розподільники імпульсів

Розподільники імпульсів застосовуються для просторово-часового розподілу тактових імпульсів. Вони циклічно спрямовують черговий тактовий імпульс на один або групу своїх виходів, встановлюючи таким чином, черговість спрацювання пристроїв, підключених до цих виходів.

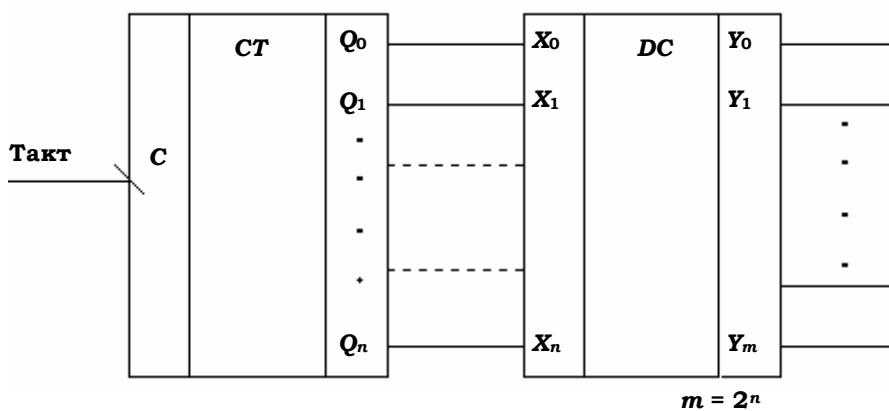
Найпростішою реалізацією розподільника імпульсів може служити кільцевий регистр, зображенний на рис. 5.55. Він складається з ряду послідовно з'єднаних затриманих  $D$ -тригерів.



З кожним черговим тактовим імпульсом одиниця, попередньо записана в перший тригер  $TT_1$  через його встановлювальний  $S$ -вхід, пересувається в сусідній тригер і з'являється на його виході. Наступний тактовий імпульс переводить одиницю в наступну комірку тощо.

З виходу останнього тригера кільцевим зворотним зв'язком одиниця повертається в перший розряд.

Розподільник можна побудувати також з комбінації двійкового лічильника та дешифратора типу "1 із  $N$ " (рис. 5.56).



**Рис. 5.56**

Послідовні двійкові числа, які виникають на виходах лічильника  $CT$ , спричиняють появу сигналів на відповідних входах дешифратора  $DC$ . Підраховане лічильником число  $Q$  і передане на  $X$ -входи дешифратора визначає, на якому з  $Y_i$ -виходів дешифратора виникне лог. 1. Циклічність роботи такого пристроя визначатиметься циклічністю лічильника. Такі розподільники імпульсів можуть бути використані, наприклад, для створення біжучої хвилі напруги в ПЗЗ. Застосувавши замість дешифратора демультиплексор, можна здійснити підключення його інформаційного входу почергово до всіх його виходів.

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Складіть функціональну схему паралельного реєстра, у якого на шині вихідних даних утворився б обернений код.
2. Складіть схему чотирирозрядного паралельного реєстра, застосовуючи IMC серії 155.
3. Складіть функціональну схему послідовного реєстра з можливістю зчитування на паралельну шину через систему кон'юнкторів.

## Основи радіоелектроніки

---

---

4. З ІМС серії 155 складіть схему чотирирозрядного послідовного реєстра із встановлювальним  $R$ -входом.
5. З елементів серії 155 складіть комірку реверсивного реєстра, зображеного на рис. 5.50.
6. З елементів серії 155 складіть комірку реєстра зсуву, зображеного на рис. 5.51.
7. Побудуйте чотирирозрядний двійковий лічильник, застосовуючи  $JK$ -тригери із встановлювальними входами.
8. Побудуйте лічильник, який виконував би перерахунок на 6.
9. Застосовуючи принцип, зображений на рис. 5.56, складіть функціональну схему пристрою, який періодично подавав би до свого виходу інформацію від одного з чотирьох датчиків.

## 5.6. ЗАПАМ'ЯТОВУЮЧІ ПРИСТРОЇ

**Запам'ятовуючі пристрої** (ЗП) являють собою одну з найважливіших частин сучасних електронно-обчислювальних машин. Вони запам'ятовують і зберігають програми та початкові, проміжні й кінцеві дані розрахунків. Швидкодія ЗП значною мірою визначає швидкодію машини в цілому.

Якщо вимоги до швидкодії не дуже великі, а масиви інформації, яку треба зберігати, значні, то зазвичай користуються магнітними способами запису, наприклад, записують інформацію на магнітні диски, що обертаються. Такі пристрої називаються **накопичувачами на магнітних дисках** (НМД) й є обов'язковою частиною будь-якої сучасної електронно-обчислювальної машини. Запис може робитися на жорстких дисках, змонтованих у машині, або на змінних дисках (дискетах). Принципи запису та зчитування такі самі, як у звичайних магнітофонів. Різниця лише в тому, що при зчитуванні вся записана інформація періодично повторюється (при кожному черговому оберті диска) і з неї слід у відповідні моменти робити потрібні вибірки. Ємність сучасних НМД на жорстких дисках величезна: на них можна записувати та зберігати міліарди бітів інформації.

Оскільки подібна напівмеханічна система не може забезпечити великої швидкодії, тому там, де потрібна велика швидкодія застосовують напівпровідникові оперативні запам'ятовуючі пристрої (ОЗП). Вони бувають двох видів: статичні та динамічні. У статичних ОЗП елементами пам'яті служать тригери, у динамічних ОЗП інформація

зберігається конденсаторами, які заряджаються та розряджаються через електронні ключі.

### 5.6.1. Статичні оперативні запам'ятовуючі пристрої

Приклад функціональної схеми статичного ОЗП з довільним вибіром адреси зображенено на рис. 5.57. Його основою є матриця тригерів, яка складається з  $m$  рядків та  $n$  стовпців. Кожний тригер здатний зберігати 1 біт інформації. Кожний рядок являє собою паралельний реєстр і зберігає одне  $n$ -роздрядне двійкове число (слово).

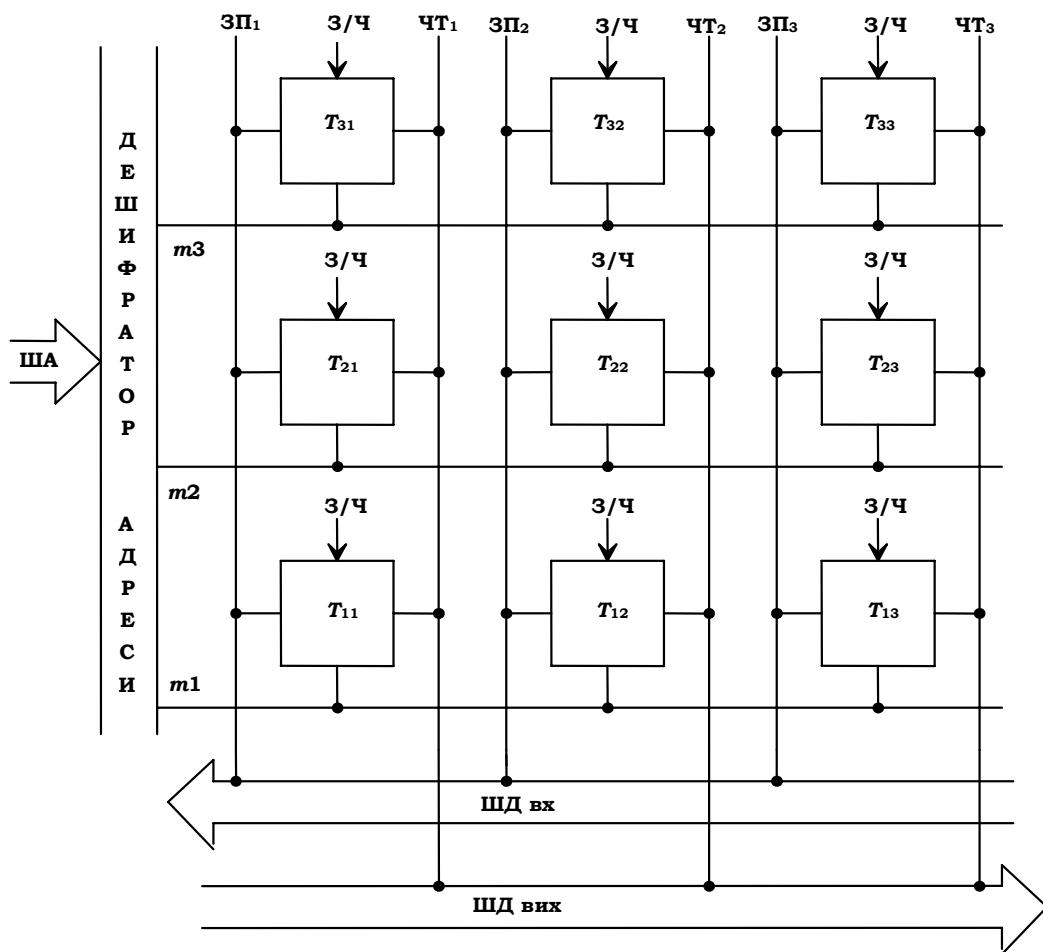


Рис. 5.57

## Основи радіоелектроніки

Обраний  $m$ -ий рядок тригерів активізується на запис або читання з  $m$ -го виходу дешифратора адреси, на вхід якого подається у двійковому коді номер адреси відповідного рядка тригерів. Усі входи  $n$ -го стовпця тригерів підключені до вертикального провідника ЗП <sub>$n$</sub> , по якому із вхідної шини даних ШД<sub>вх</sub> подається інформаційний сигнал для запису в  $n$ -ий розряд матриці. Ця шина складається з  $n$ -провідників, кількість яких визначається розрядністю записуваного слова. Так само виходи  $n$ -го стовпця об'єднані разом у провідник ЧТ <sub>$n$</sub>  і підключені до  $n$ -го провідника вихідної шини даних ШД<sub>вих</sub>. До кожного з тригерів підведено ще й сигнал З/Ч, яким дозволяється робити в ОЗП запис або читання (щоб не захаращувати креслення ці входи на рис. 5.57 не поєднані один з одним).

Блок-схему окремого  $mn$ -го елемента матриці зображенено на рис. 5.58. У його основі лежить звичайний  $D$ -тригер. На інформаційний  $D$ -вхід тригера сигнал подається безпосередньо з лінії ЗП <sub>$n$</sub> , а сигнал на дозвільний С-вхід надходить через вхідний кон'юнктор  $\&_{вх}$ . При одночасному надходженні сигналів високого рівня з лінії активізації  $m$ -го рядка тригерів (вибір  $m$ -го рядка) і сигналу дозволу запису З/Ч = лог. 1 цей кон'юнктор спрацьовує й відкриває тригер на запис.

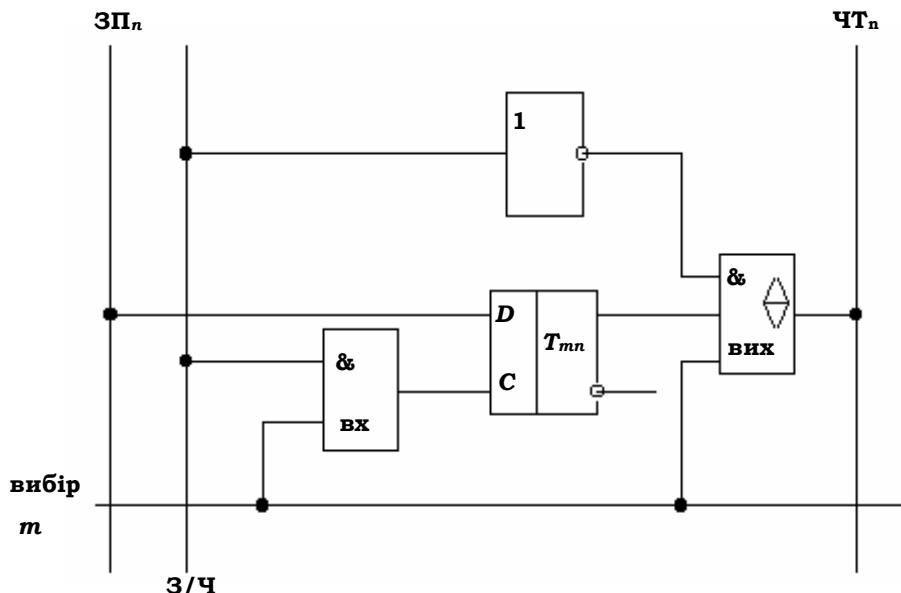


Рис. 5.58

## Розділ 5. Цифрова техніка

Читання вмісту тригера відбувається через вихідний кон'юнктор  $\&_{вих}$ . Він відкривається й передає вміст тригера на лінію  $ЧT_n$  при одночасному надходженні сигналів з лінії активації  $m$ -го рядка та сигналу дозволу читання, який є інверсією сигналу З/Ч.

Вихідний кон'юнктор повинен мати третій стан (позначеного ромбиком), який керується сигналами з лінії вибору рядка. Отже, до лінії  $ЧT_n$  може бути підключений одночасно лише один з усіх тригерів  $n$ -го стовпця.

Процес роботи ОЗП у часі зображенено на рис. 5.59. Спочатку на ША встановлюється адреса, яка через дешифратор активізує один з рядків матриці. Одночасно (або з деяким запізненням) на входну шину даних подається сигнал даних (для кожного  $n$ -го рядка свій – нуль або одиниця). Лише після подачі сигналу дозволу запису З/Ч відбувається запис даних у тригери рядка.

При читанні спершу подається сигнал адреси, який активізує відповідний рядок і при  $З/Ч=0$  на видах  $m$ -го рядка тригерів виникає записане слово, яке й потрапляє на вихідну шину даних.

Аналогічно працюють і статичні ОЗП серій 132, 176 та 537. Наприклад, IMC типу K176РУ2 має 256 адрес, K537РУ1 – 1024 адреси, а KP132РУ6 – 16384 адреси. Усі вони мають тільки по одному розряду даних (тобто по одному стовпцю). Проте, вмикаючи паралельно кілька подібних IMC, можна завжди утворити ОЗП з потрібною розрядністю даних.

Деяка додаткова складність у роботі з описаними ОЗП полягає в тому, що в реальних ЕОМ існує лише одна двоспрямована шина даних, по якій ідуть як прочитані сигнали, так і ті, що мають бути записані. До неї й слід підключати ШД<sub>вх</sub> і ШД<sub>вих</sub> нашого ОЗП. Напрямок руху інформації – чи то на запис, чи то на читання – визначається в таких випадках спеціальною IMC-регулювальником, яку називають **шинним формувачем** (ШФ) (рис. 5.60).

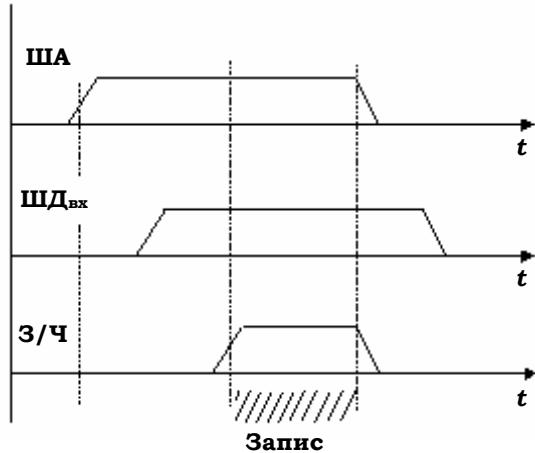
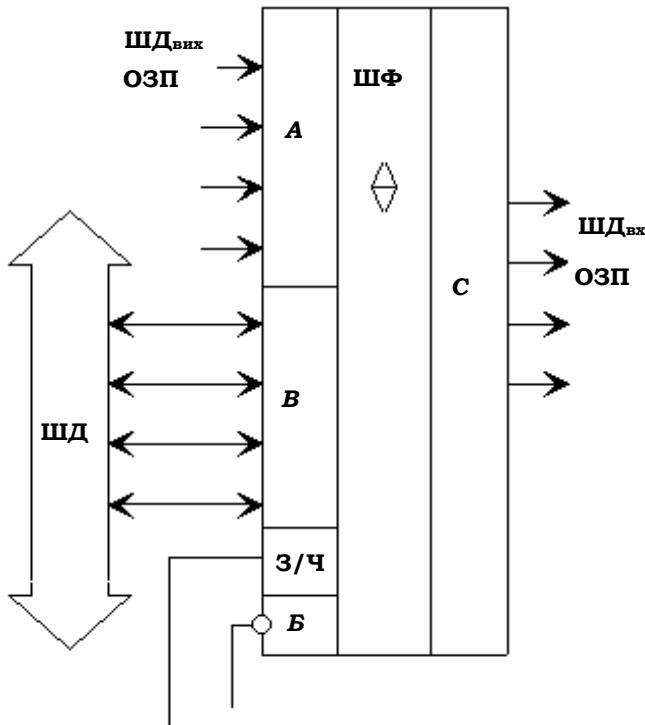


Рис. 5.59

## Основи радіоелектроніки



Ця ІМС має  $n$  входів по каналу  $A$ , до якого підключається ШД<sub>вих</sub> ОЗП, і  $n$  виходів по каналу  $C$ , з якого сигнали потрапляють на ШД<sub>вих</sub> ОЗП;  $n$  ліній каналу  $B$  підключенні до двоспрямованої загальної сигнальної шини даних ШД. Сигнал на вході З/Ч визначає напрямок руху інформації: при З/Ч=1 канал  $B$  з'єднується з каналом  $C$  і відбувається запис у ОЗП; при З/Ч=0 сигнали йдуть з каналу  $A$  до  $B$  і відбувається читання з ОЗП (табл. 5.23).

Рис. 5.60

Таблиця 5.23

<b>Б</b>	<b>З/Ч</b>	<b>Передача</b>	<b>Режим</b>
1	X	немає	Збереження
0	1	$B \rightarrow C$	Запис
0	0	$B \leftarrow A$	Читання

Сигнал, що подається на вхід  $B$  блокує шинний формувач: при  $B=1$  передачі через ШФ немає, канал  $B$  перебуває в третьому стані і шинний формувач разом з ОЗП відмкнений від загальної шини даних. Лише при  $B=0$ , залежно від рівня сигналу З/Ч, може відбуватися запис до ОЗП або читання з нього. Разом з регулюванням напрямку руху даних у ШФ відбувається ще й підсилення цих сигналів. Аналогічно працює, наприклад, чотирироздрядний ШФ типу 589АП16.

Деякі статичні ІМС не потребують шинних формувачів, оскільки в них інформаційні входи об'єднані з виходами, і вони можуть бути без-

посередньо підключені до загальної ШД. Такими двоспрямованими входами/виходами обладнані, наприклад, ІМС типів K541РУ2 ( $1024 \times 4$ ) або KP537РУ10 ( $2048 \times 8$ )<sup>4</sup>. У них напрямок руху інформації визначається в самій ІМС за допомогою внутрішніх перемикачів. Такими перемикачами оснащено кожний розряд ОЗП. Приклад будови подібного перемикача зображенено на рис. 5.61.

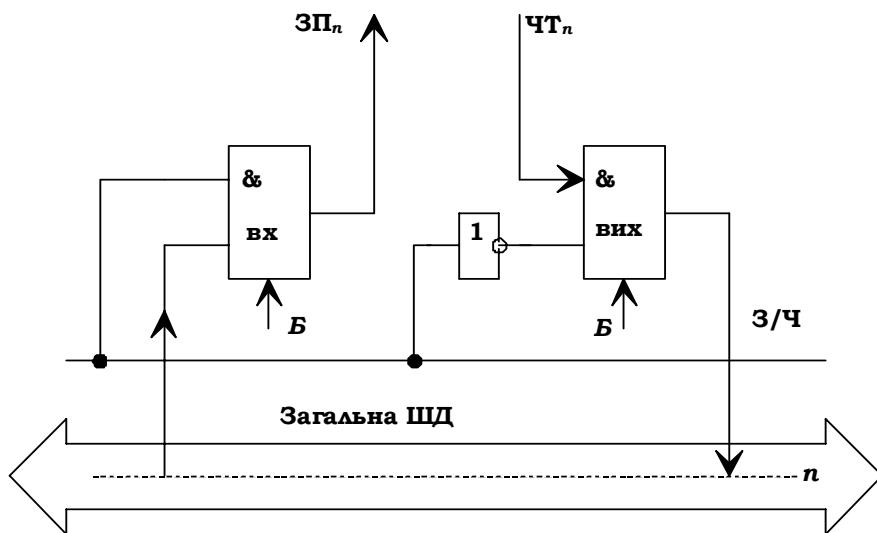


Рис. 5.61

Для запису в  $n$ -й розряд інформаційний сигнал знімається з  $n$ -ї лінії загальної шини даних і подається на вхід вхідного кон'юнктора, який відкривається сигналом З/Ч=1. Далі сигнал потрапляє до лінії ЗП <sub>$n$</sub>  і записується в  $n$ -й розряд ОЗП. При читанні сигналом З/Ч=0 відкривається вихідний кон'юнктор і сигнал з  $n$ -ї лінії читання ЧТ <sub>$n$</sub>  виводиться на відповідну лінію загальної шини даних. До цього слід додати, що кон'юнктори перемикача повинні мати ще й входи  $B$ , якими вони блокуються та від'єднуються від шини даних, якщо не відбувається ані запис у ОЗП, ані читання з нього.

Швидкість статичних ОЗП залежить від виду технології, за якою виготовлені їх елементи. Для ІМС серій K500 та K1500, що виготовлені за ЕЗЛ-технологією, час запису та читання становить кілька десятків наносекунд; для серій 541, 132 та 537 (ТТЛ-технологія) цей час стано-

<sup>4</sup> Перша цифра – розрядність ША, друга – ШД.

## Основи радіоелектроніки

вить вже кілька сотень наносекунд, а для найкомпактніших ОЗП, виготовлених за КМОН-технологією (серії 561 та 176) час звертання до них досягає 1000 нс.

### 5.6.2. Динамічні оперативні запам'ятовуючі пристрої

Комірки динамічних запам'ятовуючих пристроїв значно простіші за тригерні комірки статичних ОЗП. Перемикачами тут є МОН-транзистори, а інформація зберігається у вигляді зарядів на обкладинках накопичувальних конденсаторів  $C_H$ . Як такі конденсатори інколи застосовуються емності електродів самих МОН-транзисторів. У найпростішому випадку комірка динамічного ОЗП має вигляд, зображений на рис. 5.62, а.

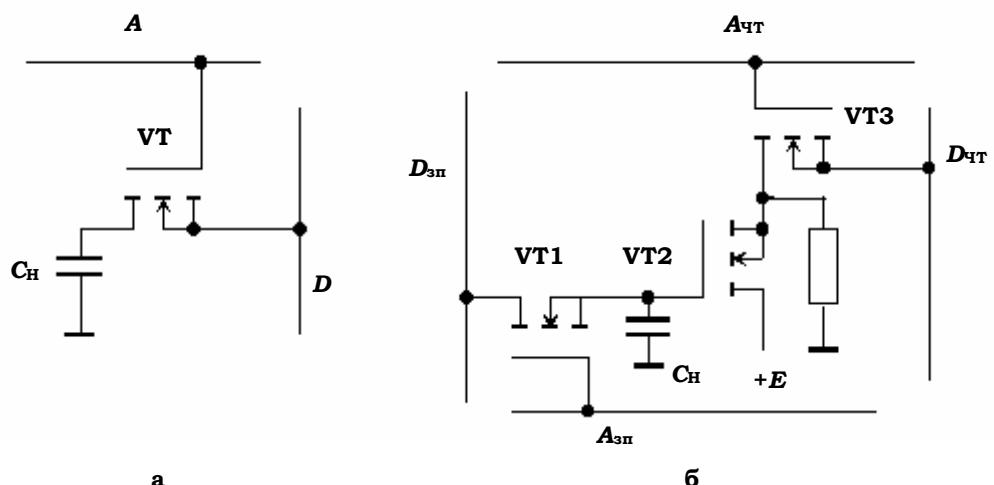


Рис. 5.62

Активізація комірки на запис або читання відбувається по лінії адреси  $A$ . При високому рівні адресного сигналу транзистор  $VT$  відкривається і емність  $C_H$  приєднується до лінії даних  $D$ . При запису емність сприймає потенціал, який у цей момент існує на лінії  $D$ , і після закінчення сигналу активзації зберігає цей потенціал. При читанні емність  $C_H$  знову ж таки підключається до лінії  $D$  і передає їй свій потенціал.

Недолік схеми (рис. 5.62) очевидний: при кожному акті зчитування емність втрачає частину свого заряду, отже, рівень зчитуваного сиг-

## Розділ 5. Цифрова техніка

налу поступово знижується. Із цієї точки зору кращою є схема, зображенна на рис. 5.62, б, тут запис і читання інформації відбувається по окремих лініях даних  $D_{ЗП}$  та  $D_{Чт}$ . Сигнали, які підключають комірку до цих ліній, надходять адресними лініями  $A_{ЗП}$  та  $A_{Чт}$ .

При записі інформації імпульс з  $A_{ЗП}$  відкриває транзистор VT1 і ємність  $C_H$  сприймає потенціал, який у цей момент існує на лінії  $D_{ЗП}$ . Якщо це була логічна одиниця, то ємність  $C_H$  своїм високим потенціалом відкриває транзистор VT2 і напруга від джерела живлення  $E$  потрапляє на витік транзистора VT3. Якщо ж до ємності  $C_H$  був записаний логічний нуль, то транзистор VT2 залишається закритим і на витоку VT3 буде низький рівень напруги.

При читанні транзистор VT3 відкривається адресним сигналом з лінії  $A_{Чт}$ , і залежно від того, відкритий чи закритий транзистор VT2, напруга від джерела  $E$  потрапляє або не потрапляє до лінії  $D_{Чт}$ . Отже, ємність  $C_H$  лише керує транзистором VT2 і при зчитуванні не втрачає введених до неї зарядів.

Перевагою динамічних ЗП з МОН-комірками порівняно із статичними є їх значно менші розміри, завдяки чому на однаковій площині кристала вдається розмістити значно більше динамічних комірок і отже, зробити весь ЗП більш компактним та ємним. Окрім того, динамічні ЗП набагато економніші за статичні, оскільки в процесі збереження інформації вони не споживають енергії від джерела живлення.

Недоліком усіх динамічних ЗП є те, що введений у запам'ятовуючу комірку заряд може зберігатися в ній лише обмежений час – від кількох мілісекунд до кількох секунд – через втрати на недосконалій ізоляції. Тому для підтримання заданих станів комірок потрібно періодично робити відновлення (регенерацію) записаної до них інформації шляхом дозарядки накопичувальних ємностей від спеціального досить складного пристроя.

Іншим істотним недоліком динамічних ОЗП порівняно із статичними є їх менша швидкодія, оскільки цілком очевидно, що на заряджання або перезаряджання накопичувальної ємності потрібний певний скінченний час. Отже там, де потрібна велика швидкодія, використовуються все ж таки статичні ОЗП.

Прикладами динамічних ОЗП можуть бути IMC серії 565: KP565РУ1А, яка може адресуватися за 4096 адресами й має розрядність даних в 1 біт, або IMC типу KP565РУ5В з 65536 адресами і та-кож розрядністю даних в 1 біт. Час, потрібний для запису або читання, у цих ОЗП становить кілька сотень наносекунд.

### 5.6.3. Постійні запам'ятовуючі пристрої

**Постійні запам'ятовуючі пристрої** (ПЗП) зберігають інформацію як завгодно довго. Вони містять інформацію, первісно закладену в них при виготовленні чи при налагодженні ЕОМ: набір команд, за якими виконується обробка інформації; готові фіксовані програми або набори даних. Записана до ПЗП інформація не зникає при вимиканні живлення, як це має місце в розглянутих вище ОЗП.

Задача ПЗП полягає в тому, щоб при надходженні на його вході деякої кодової команди (у вигляді двійкового числа) видати на виході певний кодовий сигнал (знову ж таки у формі двійкового числа). Отже, ПЗП може вважатися узагальненням розглянутих вище дешифаторів, які також перекодовують один двійковий сигнал на інший.

Зазвичай ПЗП виготовляють у вигляді діодних матриць (рис. 5.63). Коли сигнал високого рівня виникає на горизонтальному провіднику, такий самий сигнал виникає й на тому вертикальному провіднику, з яким горизонтальний з'єднаний через один з діодів.

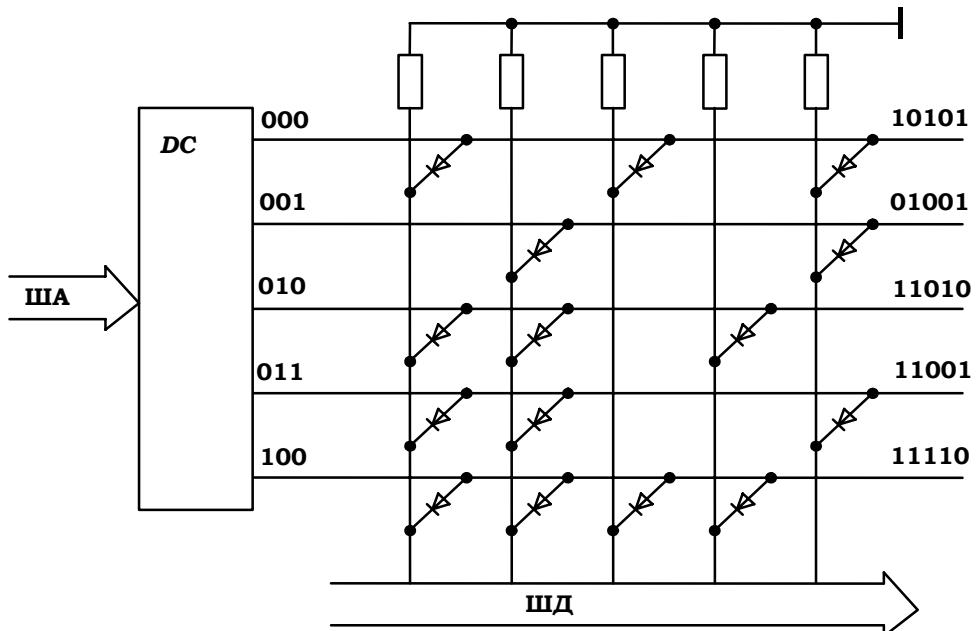


Рис. 5.63

На горизонтальні провідники сигнали подаються з виходу дешифатора *DC*, який адресується із шини адреси ША. Наприклад, при

адресі 011 високий рівень виникає на третьому (зверху) провіднику. Через діоди цей сигнал високого рівня потрапляє на перший, другий і четвертий розряди шини даних ШД, утворюючи число 11010. Отже, зображеній на рис. 5.62 ПЗП перекодовує трирозрядне входне число на п'ятирозрядне вихідне. Такі ПЗП із заздалегідь утвореним розташуванням діодів і фіксованим алгоритмом перекодування називаються **масочними** ПЗП.

#### 5.6.4. Програмовані та репрограмовані постійні запам'ятовуючі пристрої

Набір операцій, виконуваних масочними ПЗП, закладається в них ще при виготовленні завдяки відповідному розташуванню комутуючих діодів. Це доцільно при масовому виробництві однотипних ІМС. Однак у багатьох випадках виникає потреба в індивідуальному програмуванні ПЗП для утворення потрібного користувачеві алгоритму.

Програмовні ПЗП (ППЗП) можна реалізувати, поставивши в кожний вузол матриці по два діоди, ввімкнених назустріч один одному (рис. 5.64, а). Щоб зробити перемичку в  $m$ -му вузлі односпрямовано провідною, на  $m$ -й провідник подають відносно  $n$ -го імпульс високої позитивної напруги. Діод "a" необоротно пробивається й перемичка стає провідною через діод "b". Інші ж перемички залишаються непровідними. В інших випадках послідовно з діодами роблять тоненькі провідні волосинки, які при програмуванні перепалюють у потрібних місцях сильними імпульсами струму (рис. 5.64, б), що робить відповідний вузол непровідним.

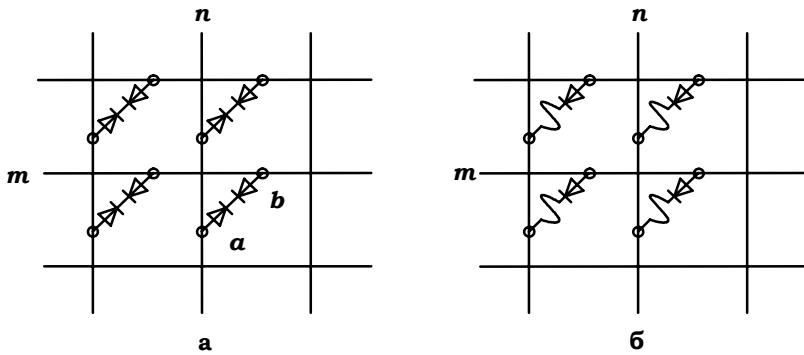


Рис. 5.64

## Основи радіоелектроніки

Більш досконалими є репрограмовані постійні запам'ятовуючі пристрої (РПЗП), у яких комутаційні матриці утворюються через МОН-транзистори з індукованим каналом. Але на відміну від звичайних МОН-транзисторів, розглянутих у п. 1.6.3, тут затвор є ізольованим і не має зовнішнього виводу (рис. 5.65). Індукований канал утворюється поданням на затвор від'ємного заряду, який створює негативну напругу порядку кількох вольтів. Цей заряд можна утворити при програмуванні, пропускаючи між витоком і стоком короткий потужний імпульс струму. Електрони, що при цьому йдуть по каналу, розігриваються й набувають можливості потрапляти на ізольований затвор шляхом дифузії через діелектричний прошарок або шляхом тунелювання через нього<sup>5</sup>. Потрапивши на затвор, вони там і залишаються, зберігаючись на довгі роки, тому МОН-транзистор, встановлений у провідний стан, залишається в цьому стані на довгий час.

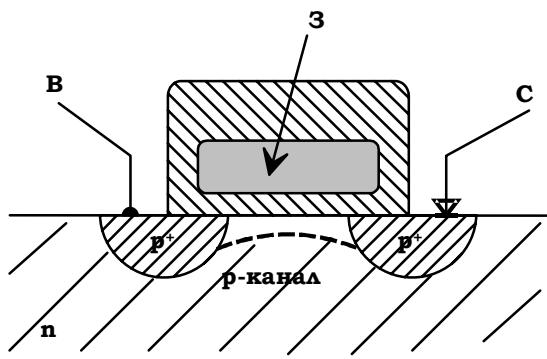


Рис. 5.65

Інформацію, введену в РПЗП, можна "витерти", опромінивши ІМС ультрафіолетовими або рентгенівськими променями, під дією яких заряди із затворів стечуть, і РПЗП буде готовим до нових записів.

### 5.6.5. Флеш-пам'ять

Флеш-пам'ять, яка набуває на сьогодні все більшого застосування в комп'ютерній техніці, ґрунтується на використанні МОН-транзисторів, описаних у п. 5.6.4. Але на відміну від транзистора, зо-

<sup>5</sup> Тунелювання – квантово-механічний ефект, при якому електрони набувають можливості "просочуватися" через потенціальний бар'єр.

браженого на рис. 5.65, у флеш-пам'яті транзистори містять по два затвори (рис. 5.66): один (нижній) ізольований, так званий "плаваючий" затвор, другий (верхній) керуючий, приєднаний зовнішнім провідником до загальної лінії затворів.

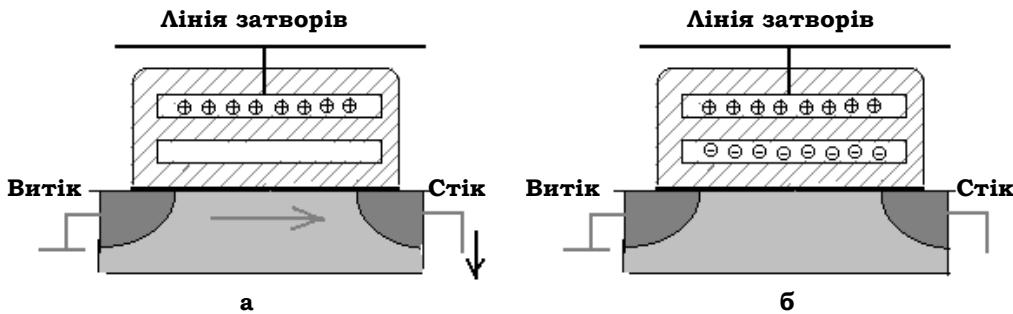


Рис.5.66

За відсутності зарядів на ізольованому затворі цей транзистор працює як звичайний МОН-транзистор, керований напругою на верхньому затворі (рис. 5.66, а). За наявності електронів на "плаваючому" затворі, він своїм негативним зарядом "відгороджує" керуючий затвор від каналу, блокуючи дію останнього й переводить транзистор у непровідний стан (рис. 5.66, б). Запис інформації, що має зберігатися, здійснюється "заганянням" електронів на ізольований затвор за допомогою дифузії "гарячих" електронів з каналу або шляхом їх тунелювання через діелектричний прошарок між каналом і плаваючим електродом. Зазвичай наявність заряду на ізольованому затворі вважається за логічний "0", а його відсутність – за логічну "1".

Для стирання створеного запису на керуючий затвор подається досить велика негативна напруга, а на виток – позитивна, дія яких "виганяє" електрони з плаваючого затвору на виток, знову ж таки шляхом їх тунелювання через діелектричний прошарок (рис. 5.67).

Розставлені по вузлах матриці ПЗП (рис. 5.63) подібні флеш-транзистори працюють як діоди, які програмуванням можна відкривати чи закривати, створюючи таким чином гнучкі репрограмовані постійні запам'ятовувачі пристрої, де кожна комірка

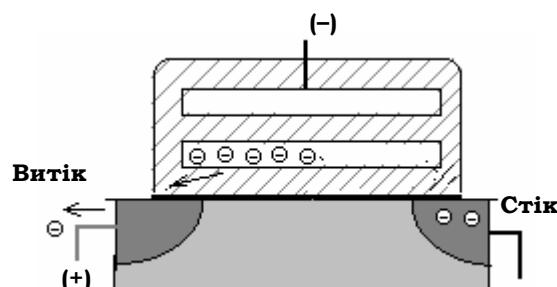


Рис. 5.67

## Основи радіоелектроніки

зберігає один біт інформації. Деякі новітні типи флеш-пам'яті в одній комірці можуть містити два або навіть 4 біти.

За сучасною технологією розміри флеш-транзисторів становлять 0,2–0,1 мкм, отже, на кристалі сантиметрових розмірів вдається досягти обсягів пам'яті порядку одного або більше гігабайтів.

## КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Коли застосовуються магнітні методи запису інформації, а коли – напівпровідникові ОЗП?
2. Чим відрізняються статичні ОЗП від динамічних?
3. Скільки бітів інформації може зберігати матриця, яка має 16 рядків і 8 стовпців?
4. У якому порядку в часі подаються на ОЗП, зображений на рис. 5.57, сигнали з ШД, ША та ДЗ?
5. Навіщо на схемах, зображеніх на рис. 5.60 та 5.61, потрібний блокуючий вхід *Б*?
6. Складіть блок схему перемикача, зображеного на рис. 5.61, застосовуючи IMC серії 155.
7. Чому для ПЗП, зображеному на рис. 5.62, потрібні саме діоди? Чи не можна замість них поставити провідні перемички?
8. Для індикації даних на світлових табло застосовуються групи з 7 світлодіодів (рис. 5.68), які при відповідному ввімкненні утворюють світні цифри. Складіть схему ПЗП, який керуючи цією групою діодів, здійснював би висвітлення відповідних десяткових цифр від 0 до 9 при подачі на вхід ПЗП двійкового числа від 0000 до 1001.
9. Чим відрізняється ППЗП від ПЗП?
10. Як створюється індукований канал в МОН-транзисторі, зображеному на рис. 5.65?
11. Навіщо у флеш-транзисторах є два затвори?
12. Як здійснюється запис у флеш-пам'ять?
13. Як здійснюється стирання запису у флеш-пам'яті?
14. Які обсяги даних можуть зберігатися у флеш-пам'яті?

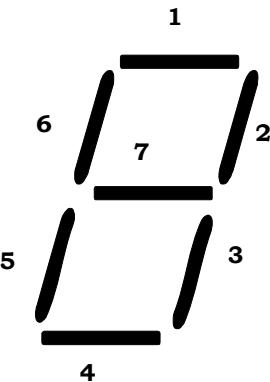


Рис. 5.68

## 5.7. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ АНАЛОГОВОЇ ТА ЦИФРОВОЇ ІНФОРМАЦІЇ

Цифро-аналогові та аналого-цифрові перетворювачі служать для перетворення цифрової інформації на аналогову та з аналогової на цифрову. Їм належить важлива роль у сучасній радіоелектроніці, оскільки вони є посередниками "перекладачами" між аналоговими та цифровими системами передачі та обробки інформації.

### 5.7.1. Цифро-аналогові перетворювачі

**Цифро-аналогові перетворювачі** (ЦАП) служать для перетворення цифрового сигналу, одержаного, наприклад, на виході ЕОМ у відповідний йому за величиною аналоговий сигнал, придатний для керування яким-небудь аналоговим електротехнічним чи радіоелектронним пристроєм. Зазвичай така необхідність виникає в автоматичних системах управління (АСУ), оскільки більшість виконавчих пристрій, які безпосередньо діють на керовані об'єкти, є аналоговими пристроями.

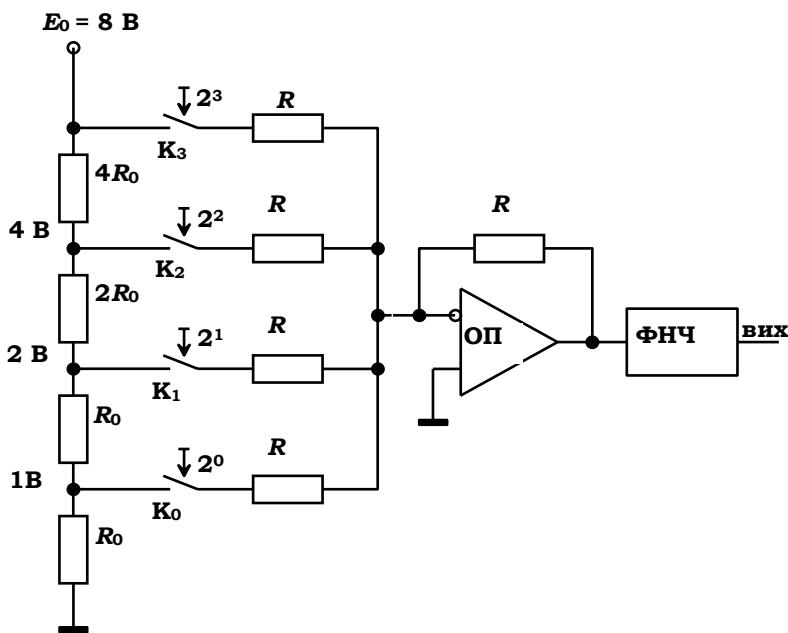


Рис. 5.67

## Основи радіоелектроніки

Розглянемо спрощену функціональну схему ЦАП, зображену на рис. 5.67. Операційний підсилювач (ОП) виконує підсумовування напруг, що надходять до нього через резистори  $R$  і ключі  $K_i$  від чотирьох точок подільника, який ділить постійну еталонну напругу  $E_0$ . Для зручності розрахунків, приймемо її рівною 8 В. Подільником з чотирьох опорів, кратних  $2^n$ , створюється система еталонних напруг, які дорівнюють відповідно 1 В, 2 В, 4 В, 8 В. Умовно зображені ключі  $K_i$  замикаються сигналами, які надходять у паралельному коді із шини даних. Ці сигнали відповідають розрядам двійкового числа, яке треба перетворити на аналоговий сигнал. Наприклад, для двійкового числа  $1101_2 = 13_{10}$  будуть замкненими ключі  $K_0$ ,  $K_2$  та  $K_3$ , тобто до входів аналогового суматора на ОП будуть підключені напруги 8 В, 4 В та 1 В. У результаті на виході ОП виникне напруга  $U_{\text{вих}} = -(8 + 4 + 1) = -13$  В. Якщо перетворюване двійкове число буде змінюватись, замкнеться інші ключі й відповідно зміниться вихідна напруга  $U_{\text{вих}}$ . Щоб згладити стрибки напруги, які при цьому утворюються, на виході ЦАП ставлять фільтр НЧ або конденсатор досить великої ємності.

Наведена на рис. 5.67 схема ЦАП незручна, оскільки при великій кількості розрядів перетворюваного числа величини опорів резисторів подільника мають суттєво відрізнятися один від одного. Це дуже незручно з погляду мікроелектронної технології, за якою виготовляються ІМС цифро-аналогових перетворювачів. Тому на практиці замість подільника напруг застосовують так звану **резисторну матрицю** типу  $R-2R$  (рис. 5.68).

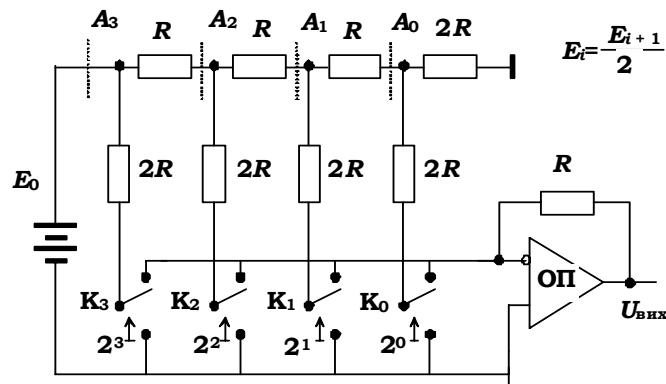


Рис. 5.68

При будь-якому положенні ключа  $K_0$  уся частина ланцюжка резисторів, що розташована праворуч від точки  $A_0$ , має вхідний опір  $R$ .

Такий самий опір має й уся схема праворуч від точки  $A_1$ , праворуч від точки  $A_2$  тощо. Тому напруга в будь-якій точці  $A_i$  буде вдвічі меншою від напруги в точці  $A_{i+1}$ , отже, у перелічених точках утворюються напруги  $E_0$ ,  $E_0/2$ ,  $E_0/4$ ,  $E_0/8\dots$

Високим рівнем у  $i$ -му розряді перетворюваного двійкового числа ключ  $K_i$  перекидається у верхнє положення й відповідна напруга потрапляє на інверсний вхід ОП, котрий працює як суматор напруг. При нулі в  $i$ -му розряді перетворюваного числа ключ  $K_i$  перебуває в нижньому положенні й внесок до  $U_{\text{вих}}$  не додається.

Сам ключ складається з двох МОН-транзисторів з індуктованим  $n$ -каналом (рис. 5.69), на витоки  $B$  яких подається через опір  $2R$  напруга  $E_0/2^i$ . Сигнал з  $i$ -го розряду перетворюваного числа ("1" або "0") подається на вхід  $S_i$ . При  $S_i = 1$  відкривається транзистор  $VT2_i$  і напруга  $E_0/2^i$  потрапляє на вхід ОП. Транзистор  $VT1_i$  при цьому закритий. При  $S_i = 0$  через інвертор відкривається  $VT1_i$  і точка  $B$  підключається до землі.

Розрядність  $m$  сучасних ЦАП зазвичай становить 10–12 (у деяких типів навіть до 16), а час  $\tau$ , потрібний для перетворення цифрового сигналу в аналоговий, – кілька мікросекунд або менше. Наприклад, ЦАП типу К594ПА1 має  $m = 12$  і  $\tau = 3,5$  мкс, К118ПА2 –  $m = 10$  і  $\tau = 0,03$  мкс.

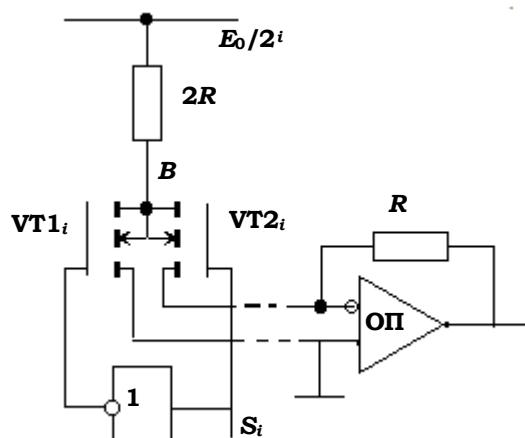


Рис. 5.69

### 5.7.2. Аналогово-цифрові перетворювачі

**Аналогово-цифрові перетворювачі** (АЦП) служать для перетворення аналогових електричних сигналів на цифрові сигнали. АЦП здійснює весь ланцюг такого перетворення, яке складається з:

- дискретизації аналогового сигналу в часі;
- квантування за рівнем;
- перетворення цифри на електричний код.

## Основи радіоелектроніки

**Дискретизація в часі.** Цю процедуру легко можна здійснити за допомогою простої схеми, зображененої на рис. 5.70, а, яку ще називають **схемою "вибірки/зберігання"**. Вона складається з транзисторного ключа VT та ємності C. Ключ періодично з періодом T відкривається короткими тактовими імпульсами, тривалість яких  $\tau \ll T$ . Період T визначається за теоремою Котельнікова. Вхідна напруга  $U(t)$  через транзисторний ключ надходить на ємність C і встановлює на ній таку саму напругу  $U_{\text{вих}}$ , яка в даний момент існує на вході. Потім ключ закривається й напруга на виході зберігається незмінною протягом часу T, аж доки не виникне наступний тактовий імпульс. За час T і треба здійснити процедуру перетворення напруги  $U_{\text{вих}}$  на цифровий сигнал.

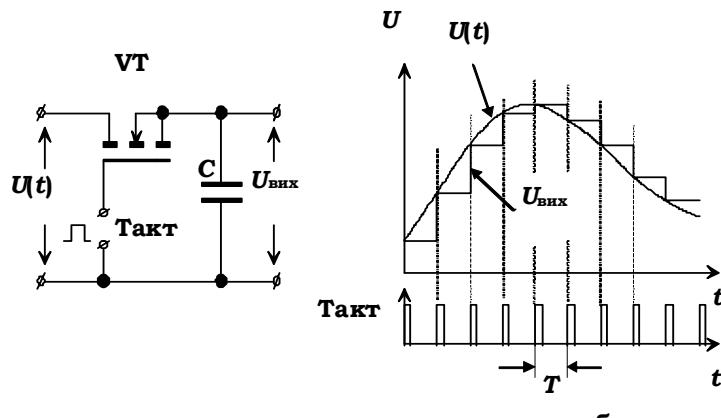


Рис. 5.70

**Операційний підсилювач як компаратор напруги.** Існують кілька різновидів АЦП, які працюють за дещо різними принципами, але в основі їх роботи лежить процедура компарації напруг, тобто порівняння перетворюваної аналогової напруги з певною еталонною напругою. Таке порівняння здійснюється за допомогою ОП, який працює в режимі компарації.

Нагадаємо, як виглядає передавальна амплітудна характеристика ОП (тобто залежність вихідної напруги  $U_{\text{вих}}$  від різницевої вхідної напруги  $U_{\Delta} = U_{\text{вх}}^{(+)} - U_{\text{вх}}^{(-)}$ ). Цю характеристику зображенено на рис. 5.71, а, з якого видно, що вихідна напруга пропорційна  $U_{\Delta}$  лише на дуже вузькій ділянці активного режиму, що становить зазвичай лише кілька мілівольтів. За межами цієї ділянки ОП виходить на насичення, де

$U_{\text{вих}}$  зберігається незмінною й не залежить від  $U_{\Delta}$ . При  $U_{\Delta} > 0$  це буде "високий" рівень  $U_{\text{B}}^{(+)}$ , а при  $U_{\Delta} < 0$  – "низький" рівень  $U_{\text{H}}^{(-)}$ .

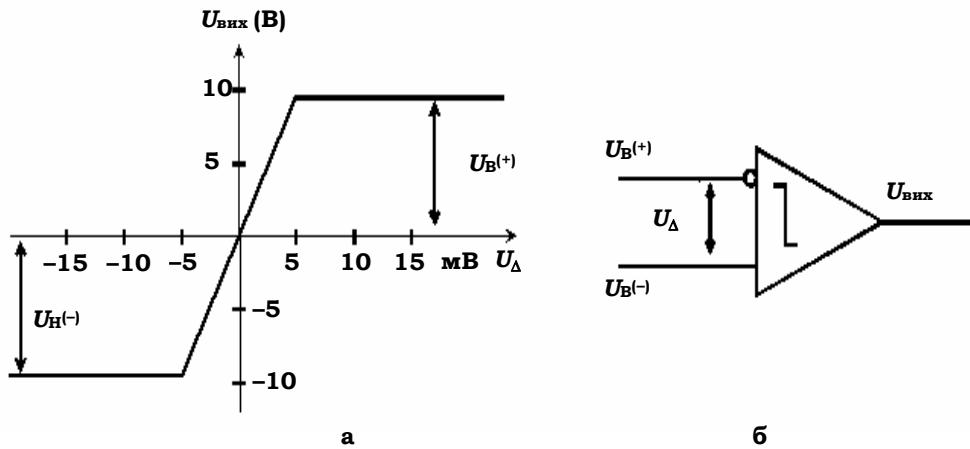


Рис. 5.71

Отже, нехтуючи дуже вузькою ділянкою активного режиму, можна вважати, що при переході  $U_{\Delta}$  через нуль відбувається миттєвий стрибок режиму з високого рівня вихідної напруги, яку вважатимемо за логічну одиницю, до режиму з вихідним сигналом низького рівня – логічним нулем (або навпаки). Точність такої дискримінації вхідного сигналу залежить від ширини ділянки активного режиму, у межах якої отриманий результат може бути непевним.

Операційний підсилювач, який працює в режимі компарації, позначається значком  $\llcorner$  (рис. 5.71, б).

### 5.7.3. Аналого-цифрові перетворювачі послідовної дії

На рис. 5.72 зображено блок-схему **АЦП послідовної дії**. При поданні короткого пускового імпульсу "Пуск" RS-триггер встановлюється у високий рівень. Він відкриває кон'юнктор  $\&$ , тоді імпульси від генератора тактових імпульсів потрапляють на вход лічильника СТ, який попередньо був "скинутий" у нуль пусковим сигналом. Лічильник починає лічити тактові імпульси й на його виході виникає двійкове число, яке зростає на одиницю від кожного тактового імпульсу.

## Основи радіоелектроніки

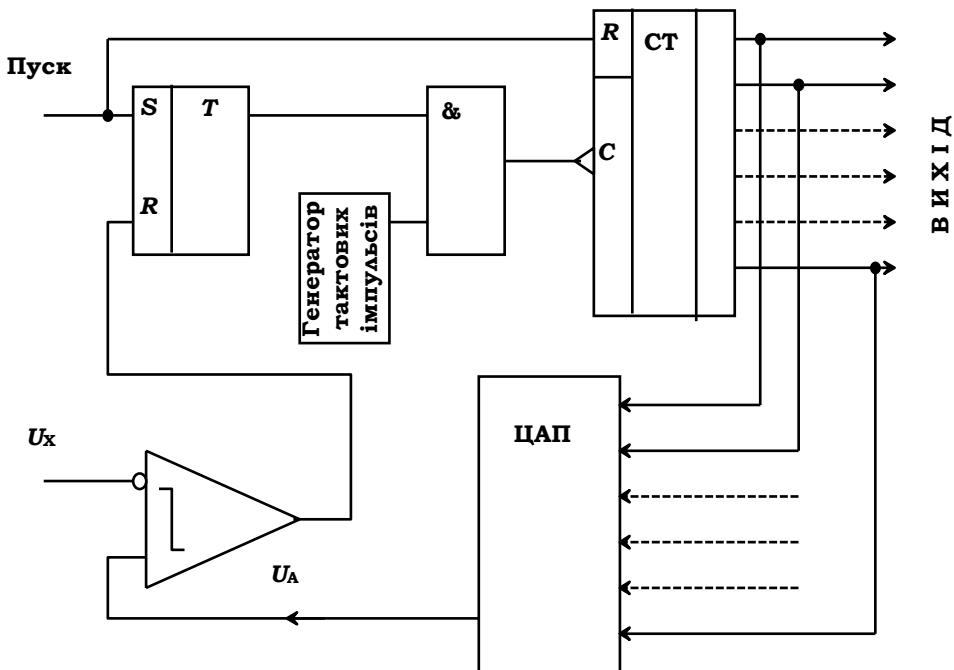


Рис. 5.72

Двійкове число подається на вхід цифро-аналогового перетворювача який виробляє відповідну аналогову напругу  $U_A$ , яка невеличкими стрибками  $\Delta U_A$  зростає від кожного тактового імпульсу (рис. 5.73). Напруга  $U_A$  подається на плюс – вхід ОП-компаратора й порівнюється з перетворюваною напругою  $U_X$ . Поки  $U_X > U_A$ , на вихіді компаратора буде низький рівень, але в момент, коли напруга  $U_A$  досягає рівня  $U_X$ , вихідний сигнал компаратора стає одиницею, тригер  $T$  перекидається й підрахування тактових імпульсів зупиняється. На виході лічильника "застигає" певне число, яке відповідає напрузі  $U_X$ . Наприклад, якщо  $\Delta U_A = 0,1$  В, а кількість підрахованих імпульсів становить  $11001_2 = 25_{10}$ , то це має означати, що перетворювана напруга  $U_X$  дорівнює 2,5 В.

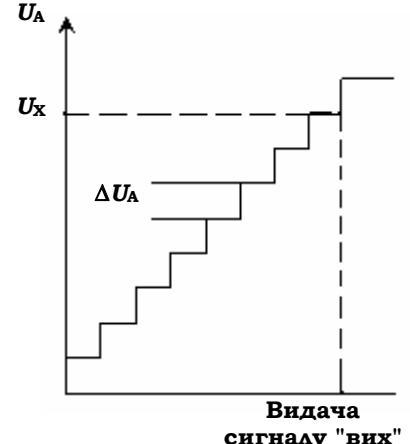


Рис. 5.73

Недоліком АЦП послідовної дії є їх мала швидкодія, яка тим менша, чим точніше має бути вимірювана вхідна напруга. Час перетворення залежить від величини  $U_x$ : чим більша ця напруга, тим довше триває процес перетворення. Послідовні АЦП використовуються там, де швидкодія не має істотного значення.

#### 5.7.4. Аналогово-цифрові перетворювачі паралельної дії

**Паралельні АЦП** мають значно більшу швидкодію ніж послідовні. Блок-схему такого паралельного АЦП зображенено на рис. 5.74, а. До його складу входить подільник з однакових опорів  $R$ , де утворюється набір еталонних (опорних) напруг, з якими має порівнюватися вимірювана напруга  $U_x$ . Кількість опорних напруг дорівнює кількості рівнів, за якими квантується вимірюваний сигнал. Наприклад, на зображеній схемі квантування відбувається за чотирма рівнями з інтервалом у 1 В. (Зазвичай у реальних АЦП цей інтервал значно менший).

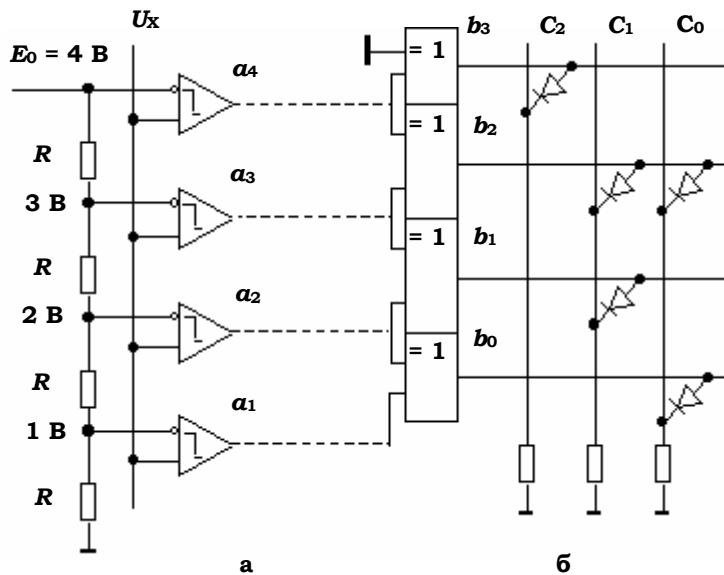


Рис. 5.74

Кожна з опорних напруг подається на інверсний вхід ОП-компаратора. Отже, кількість таких компараторів має дорівнювати кількості рівнів, за якими відбувається квантування. На прямі входи ОП-компараторів подається вимірювана напруга  $U_x$ . Якщо вона бі-

## Основи радіоелектроніки

---



---

льша за  $i$ -ту опорну напругу, то на виході  $i$ -го ОП виникає високий рівень (логічна одиниця). Якщо ж  $U_x < U_1$ , то на виході відповідного компаратора буде логічний нуль. Усі можливі ситуації представлено в першій частині табл. 5.24. Наприклад, якщо  $U_x = 2,6$  В (отже, лежить у межах від 2 до 3 В), то логічні одиниці будуть на виходах  $a_1$  та  $a_2$ , а нулі на  $a_3$  та  $a_4$ .

**Таблиця 5.24**

$U_x$ (В)	$a_4$	$a_3$	$a_2$	$a_1$	$b_3$	$b_2$	$b_1$	$b_0$	$C_2$	$C_1$	$C_0$
0...1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1...2	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1
2...3	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0
3...4	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	1
більше 4	1	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0

Одержаній код незручний для користування, його бажано було б перетворити на код, у якому двійкове число відповідало б вимірюваній напрузі (у вольтах або мілівольтах). Це можна зробити за допомогою логічної схеми, зображеній на рис. 5.74, б, і його результати подано в другій і третій частинах табл. 5.24. Вони не потребують особливих пояснень.

Основною перевагою паралельних АЦП є їх велика швидкодія, оскільки акт перетворення відбувається одночасно по всіх рівнях квантування. Але точність їх роботи залежить від кількості ОП-компараторів, яка має бути досить великою. Завдяки прогресу мікроелектронної технології на сьогодні це не становить великої проблеми, тому вже існують паралельні АЦП з квантуванням сигналів на кілька сотень або навіть тисяч рівнів.

Наприклад, АЦП типу К1107ПВ2 видає восьмирозрядне двійкове число (отже, має 256 рівнів квантування) при швидкодії 0,1 мкс; АЦП К1107ПВ3 має 64 рівні квантування при швидкодії в 0,02 мкс.

### 5.7.5. Послідовний аналогово-цифровий перетворювач з порозрядним урівноваженням

Блок-схему подібного АЦП зображенено на рис. 5.75. Його робота починається з того, що керуючий пристрій КП надсилає в старший ( $N$ -й) розряд реєстра  $RG$  логічну одиницю. На виході  $RG$  встановлюється

число 100...00. Воно потрапляє на ЦАП, який подає на інверсний вхід ОП-компаратора відповідну аналогову напругу  $U_A$ . При цьому можливі дві ситуації:

а) перетворювана напруга  $U_X \geq U_A$ , тоді

на виході компаратора виникає одиниця, яка подається на керуючий пристрій. Останній зберігає в  $N$ -му розряді  $RG$  одиницю й додає одиницю в наступний за старшинством розряд  $N - 1$ , тобто в реєстрі буде записано вже число 110...00;

б)  $U_X < U_A$ . На виході компаратора буде нуль. Керуючий пристрій знімає одиницю з  $N$ -го розряду й надсилає одиницю в  $N - 1$  розряд. ЦАП видає на інверсний вхід компаратора напругу, що відповідає числу 010...00.

Таким чином перебираються всі розряди від найстаршого до наймолодшого, що нагадує зважування на вагах, коли до покладеної великої гирі додають наступну за величиною, або знімають велику гирю й замінюють її меншою. Приклад такої процедури при квантуванні на  $2^n$  рівнів, де  $n = 4$  для  $U_X = 5,2$  або 13,7 зображене на рис. 5.76. Як видно, процес ітерації закінчується за  $n = 4$  тактів, де  $n$  – розрядність створюваного числа.

АЦП з порозрядним урівноваженням являють собою найпоширеніший тип перетворювачів, оскільки вони сполучають достатню швидкодію з порівнянною простотою. Прикладом подібного АЦП може бути К1108ПВ1 з квантуванням на 1024 рівні і часом перетворення 1 мкс.

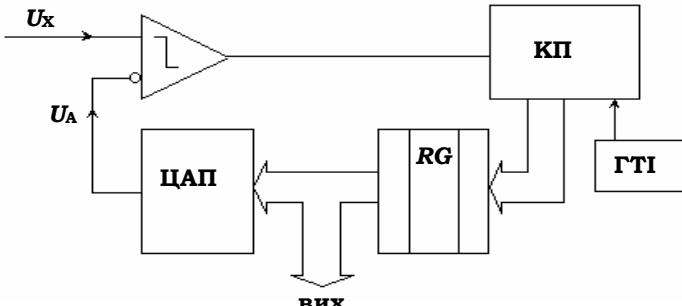


Рис. 5.75

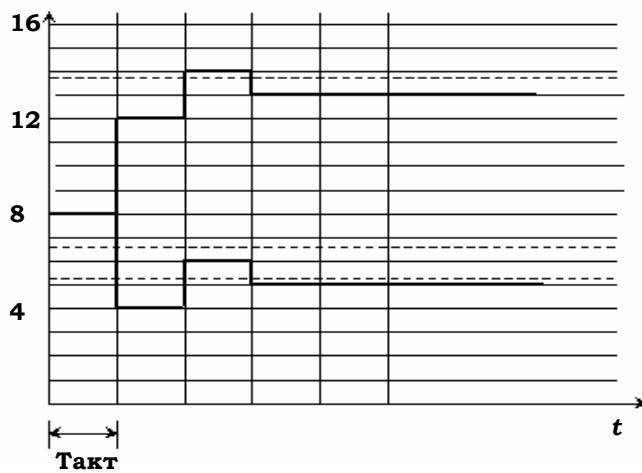


Рис. 5.76

**КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Навіщо потрібні цифро-аналогові та аналогово-цифрові перетворювачі?
2. Чи залежить у ЦАПах час перетворення від значень перетворюваного числа?
3. Яку перевагу має ЦАП з резисторною матрицею (рис. 5.68) порівняно з ЦАПом, зображенім на рис. 5.67?
4. Навіщо потрібний фільтр НЧ на виході ЦАП?
5. З яких міркувань слід обирати величину ємності у схемі вибірки/зберігання (рис. 5.70)?
6. З яких міркувань обираються величини  $\tau$  і  $T$  у схемі вибірки/зберігання (рис. 5.70)?
7. Чим визначається точність компарації вхідних сигналів операційного підсилювача? Який порядок можливих помилок?
8. Чи залежить швидкодія АЦП послідовної дії від значення перетворюваного числа? Обґрунтуйте відповідь.
9. Що станеться, якщо у схемі АЦП паралельної дії (рис. 5.74) поміняти місцями інвертуючі та неінвертуючі входи ОП?
10. Порівняйте переваги та недоліки описаних різновидів аналогово-цифрових перетворювачів.
11. Прослідкуйте, як буде встановлюватися у часі вихідна напруга в АЦП з порозрядним врівноваженням ( $n = 4$ ) при значеннях  $U_X = 9,3 \text{ В}$  і  $1,3 \text{ В}$ .

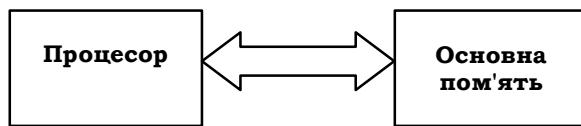
**5.8. МІКРОПРОЦЕСОРИ ТА МАЛІ ЕОМ**

Розглянуті раніше ІМС утворюють елементну базу пристрій, які служать для обробки цифрової інформації. Їх поступовим ускладненням можна розв'язувати майже всі задачі такого роду. При цьому структура пристроя має відповісти алгоритму розв'язуваної конкретної задачі, яка таким чином реалізується апаратним способом. Подібні системи працюють за так званою жорсткою логікою, коли їх конструкція однозначно відповідає алгоритму розв'язуваної задачі. Зрозуміло, що такі пристрій мають дуже вузьку спеціалізацію, тобто здатні розв'язувати лише ті задачі, для яких вони були розроблені. Їх позитивною рисою є велика швидкодія.

Коли ж виникає потреба в розв'язанні широкого класу різноманітних задач, від вузькоспеціалізованої апаратної обробки за жорсткою логікою доводиться відмовлятися. Тут потрібні універсальні обчислювальні пристрої з гнучкою логікою, здатні виконувати різноманітні обчислювальні операції за певними програмами. До таких програмно-керованих цифрових пристрій належать мікропроцесори та побудовані на їх основі малі електронно-обчислювальні машини. Принципи їх будови і функціонування будуть розглянуті в даному розділі.

### **5.8.1. Будова та принцип дії центральної частини малої ЕОМ**

Кожна мала електронно-обчислювальна машина (ЕОМ) містить два блоки – процесор і основну пам'ять (рис. 5.77), які складають центральну частину машини. У блоках основної пам'яті зберігається оброблена інформація та програми, за якими вона обробляється. Процесор проводить обробку інформації відповідно до програми й керує роботою інших пристрій машини.



**Рис. 5.77**

Процес розв'язання будь якої задачі на ЕОМ складається з послідовності елементарних дій, які може виконувати процесор, а саме – операції вибірки інформації з пам'яті або запису до неї, арифметичні та логічні операції, операції порівняння тощо.

Кожна дія процесора визначається відповідною командою програми. На кожному кроці обробки інформації процесор вибирає з пам'яті чергову команду та дані, необхідні для її виконання, виконує задану командою дію й повертає результат у пам'ять. Далі процесор переходить до виконання наступної команди. Так крок за кроком продовжується доти, доки з пам'яті не надійде спеціальна команда, яка наказує процесору припинити виконання програми.

### **5.8.2. Принципи фон Неймана**

Незважаючи на велику різноманітність існуючих ЕОМ, в основі їх дії закладено деякі єдині принципи, сформульовані більше як 50 років тому видатним американським математиком і творцем кібернетики Дж. фон Нейманом. Назовемо деякі з них:

## **Основи радіоелектроніки**

---

---

1) *принцип подання інформації.* Уся інформація в ЕОМ подається у вигляді двійкових чисел і поділяється на фрагменти, що називають словами;

2) *принцип довільного доступу до основної пам'яті.* Основна пам'ять ЕОМ складається з дискретних елементів – комірок пам'яті (регистрів), кожний з яких може містити та зберігати одне багаторозрядне двійкове число – слово.

Принцип довільного доступу полягає в тому, що процесору однаковою мірою доступна будь-яка комірка пам'яті, причому час доступу (тобто час, потрібний для читання інформації з комірки або запису до неї) одинаковий для всіх комірок.

Можна провести певну аналогію з книжковою шафою, з якої можна взяти будь-яку книгу, або ж з книгою, яку можна розкрити на бажаній сторінці. Щодо цього, книга краща й зручніша за сувої, якими користувалися в давнину. Для знаходження потрібного місця на сувої, його треба було довго перемотувати.

Для звернення до будь-якої комірки пам'яті кожній з них привласнюється особистий порядковий номер, який надалі стає її адресою. Загальну кількість  $N$  пронумерованих у такий спосіб комірок називають **обсягом основної пам'яті**;

3) *принцип збережуваної програми.* Програма зберігається в основній пам'яті машини. Саме це робить ЕОМ універсальним інструментом для обробки інформації: для переходу до іншої задачі досить замінити в основній пам'яті програму та дані.

Різноманітні слова інформації, а саме, дані та коди команд, розрізняють лише за способами їх використання, а не за способами їх подання. Слова команди і даних, записані в комірках пам'яті, на вигляд нічим не відрізняються між собою, – це ті самі багаторозрядні двійкові числа. Розрізнати їх можна лише в контексті, за змістом, що машина й робить.

Коди команд, так само як і слова даних, можна обробляти й перекодовувати, так би мовити, перекладати команди з одної мови на іншу, машинну мову. Саме в цьому полягає процес трансліювання програм. Таке перетворення команд здійснюється спеціальними досить складними програмами – трансляторами.

### **5.8.3. Загальна блок-схема малої ЕОМ**

Блок-схему малої ЕОМ зображенено на рис. 5.78. Вона складається з уже знайомої нам центральної частини та периферії. У центральній час-

тині розташовано процесор і приєднаний до нього генератор тактових імпульсів (ГТИ)<sup>6</sup>. Цей генератор задає темп роботи процесора й усієї ЕОМ. Від частоти тактових імпульсів залежить швидкодія машини.

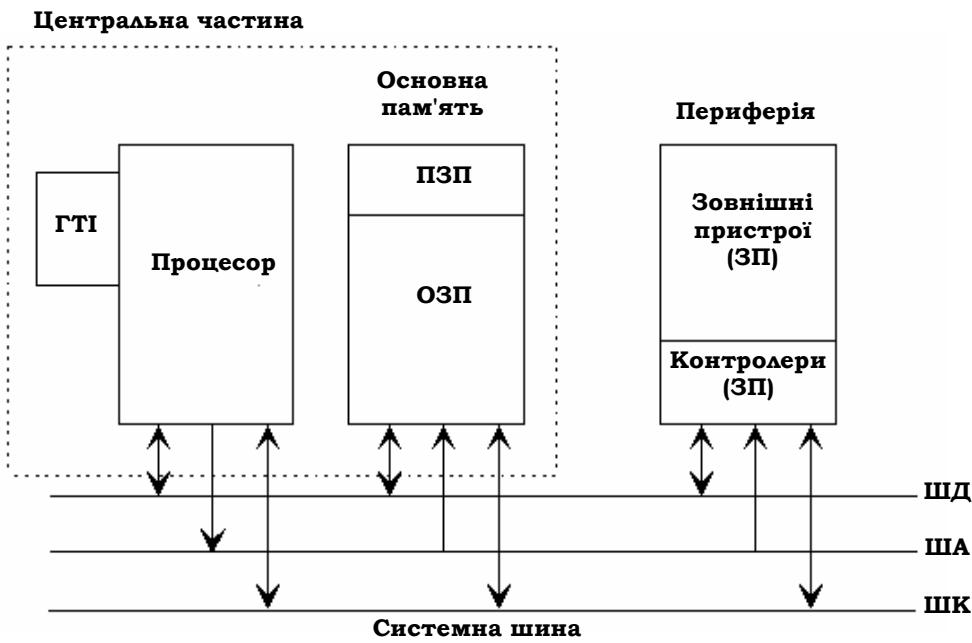


Рис. 5.78

Основна пам'ять складається з оперативної та постійної пам'яті. Оперативна пам'ять являє собою ОЗП, до якого можна записувати, або з якого можна читувати інформацію. Постійна пам'ять – це ПЗП з якого можна лише читувати записану в ньому інформацію.

Периферійна частина ЕОМ складається з багатьох зовнішніх пристрій, за допомогою яких центральна частина ЕОМ здійснює інформаційний контакт із зовнішнім світом. Це можуть бути:

- клавіатура;
- принтер;
- дисплей;
- графобудівник;
- сканер;
- АЦП, ЦАП та ін.

<sup>6</sup> У деяких типах процесорів ГТИ входить конструктивно до складу самого процесора.

## Основи радіоелектроніки

---

---

Від розвиненості периферії та її якості залежить зручність користування машиною.

До зовнішніх пристройів також належать пристрої, що розширяють об'єм пам'яті машини (так звана зовнішня пам'ять):

- накопичувач на великому диску (вінчестер);
- накопичувачі на змінних малих дискетах;
- змінні CD-ROM і флеші.

Об'єм зовнішньої пам'яті може набагато перевищувати об'єм основної пам'яті, з якою безпосередньо взаємодіє процесор. При потребі можна завжди "скинути" в зовнішню пам'ять непотрібну в даний час інформацію з основної пам'яті, або переписати в основну пам'ять програми та дані, що зберігаються в зовнішній пам'яті.

Для узгодження із центральною частиною кожний зовнішній пристрій має свій контролер, який перекодовує команди, що надходять від процесора до сигналів, якими безпосередньо керується той чи інший зовнішній пристрій.

Усі зображені на рис. 5.78 блоки пов'язані між собою багаторозрядними шинами – шиною даних, шиною адреси та шиною керування. Їх називають **системною** (або **магістральною**) **шиною**.

Конструктивно основна пам'ять складається з кількох ІМС ОЗП і ПЗП. Сам процесор може складатися з однієї високоінтегрованої мікросхеми (однокристальний мікропроцесор) або кількох ІМС (секціонований мікропроцесор). Процесор, виготовлений у вигляді ІМС, називають **мікропроцесором**<sup>7</sup>, який у поєднанні з ІМС основної пам'яті монтується на системній (материнській) платі. Зазвичай на тій самій платі монтуються різні допоміжні мікросхеми, що підтримують роботу мікропроцесора, а саме: генератор тактових імпульсів, підсилювачі (шинні формувачі), регистри, логічні схеми та тригери.

### 5.8.4. Структурна схема та дія мікропроцесора у складі ЕОМ

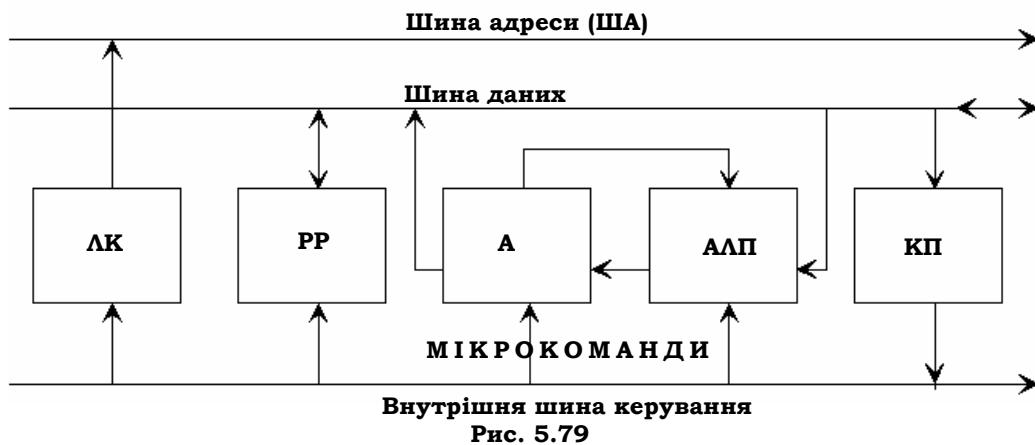
Спрощену структурну схему типового мікропроцесора зображено на рис. 5.79. Розглянемо призначення та дію його окремих блоків.

Лічильник команд (ЛК) являє собою регистр, у якому міститься адреса команди, що має бути виконаною. Він виставляє цю адресу на шину адреси ША та активує цим відповідну комірку основної пам'яті. Вміст

<sup>7</sup> В одному корпусі можуть бути одночасно два та більше процесорів (так звані двоядерні або багатоядерні МП).

## Розділ 5. Цифрова техніка

цієї комірки, тобто код команди, виставляється на шину даних ШД і сприймається керуючим пристроєм (КП) мікропроцесора. Керуючий пристрій дешифрує код команди й визначає блоки які мають цю команду виконувати. Для цього КП розсилає до всіх блоків по внутрішній шині керування ШК відповідні керуючі сигнали, якими він активізує їх і визначає характер їхніх дій. Такі сигнали являють собою багаторозрядні двійкові слова й називаються **мікрокомандами**. За принципом дії КП являє собою складний ПЗП, який перетворює коди команд на коди мікрокоманд. Після читання коду команди наступною дією мікропроцесора може бути, знову ж таки, звернення до основної пам'яті на видачу даних, необхідних для виконання задіяної команди.



Основним виконавцем команд є арифметико-логічний пристрій АЛП, який уже був нами розглянутий. Він обробляє дані, що надходять з основної пам'яті по шині даних, а обробивши їх, знову повертає по шині даних в основну пам'ять. Але АЛП являє собою комбінаційний пристрій, і результат його дії отримується на його виході майже одразу з подачею до нього вхідних даних. Тому, щоб уникнути можливої конфліктної ситуації, результати дій АЛП не виводять одразу на ШД, а записують у спеціальний буферний реєстр А, який називають **акумулятором**. Там вони зберігаються деякий час і виводяться на ШД лише після того, як з неї будуть зняті вхідні дані.

У деяких випадках, коли в послідовності команд результат від по передньої команди є вхідним операндом для наступної команди (на приклад, у послідовності операцій підсумовування) дані з виходу акумулятора повертуються на вхід АЛП. Таким чином, акумулятор

може накопичувати в собі результати послідовності дій, звідки й походить його назва (акумулятор, тобто накопичувач).

Для збереження проміжних результатів, які можуть бути незабаром використані, незручно щоразу звертатися до основної пам'яті. Для цього служить невелика за обсягом внутрішня швидкодійна пам'ять мікропроцесора, що складається з кількох робочих регістрів РР. Звернення до них відбувається в кілька разів швидше, ніж до основної пам'яті.

### **5.8.5. Параметри, що характеризують можливості мікропроцесора або ЕОМ**

Мікропроцесори та ЕОМ характеризуються такими основними параметрами:

1) *розрядністю слова даних і відповідною розрядністю ІДД, АЛП і реєстрів пам'яті.* Від розрядності залежить насамперед точність обчислень. У сучасних мікропроцесорах розрядність буває 8, 16, 32 і навіть 64. Точність обчислень можна підвищити послідовною обробкою операцій "по частинах", наприклад, спочатку молодших розрядів, а потім старших. Так може бути досягнута подвійна, потрійна й більша точність, що, у свою чергу, призводить до істотного ускладнення програм та зниження швидкодії машини;

2) *можливий обсяг основної пам'яті* визначається розрядністю шини адрес. Наприклад, при розрядності ША в 16 розрядів можна здійснювати адресацію  $2^{16} = 65536$  комірок основної пам'яті. При розрядності в 20 розрядів кількість адресованих комірок може перевищувати 1 млн.

Необов'язково, звичайно, щоб кожній адресі відповідала реальна комірка пам'яті (можуть бути й "порожні", нездіяні адреси), але тоді можна при бажанні розширити обсяг пам'яті шляхом підключення до основної пам'яті додаткових ІМС ОЗП або ПЗП;

3) *найвища можлива тактова частота* визначає швидкодію мікропроцесора. Тактова частота задається генератором тактових імпульсів, але її максимально можливе значення визначається зрештою інерційністю мікропроцесора та основної пам'яті. З максимальною тактовою частотою пов'язаний такий важливий параметр, як продуктивність мікропроцесора. Вона визначається кількістю операцій, яку мікропроцесор може виконати за 1 с (MIPS – мільйонів операцій за секунду).

## **Розділ 5. Цифрова техніка**

---

Сукупність усіх цих параметрів визначає "потужність" мікропроцесора. Сучасні мікропроцесори мають такі параметри: розрядність шини даних і шини адреси становить по 64 розряди. Їх тактова частота сягає 2 ГГц, що забезпечує продуктивність до 10000 MIPS.

### **КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ**

1. Чим відрізняються електронно-обчислювальні системи з програмним керуванням від систем із жорсткою логікою?
  2. У чому полягає принцип довільного доступу до пам'яті?
  3. У чому полягає процес транслювання програм?
  4. У чому різниця між зовнішньою та основною пам'яттю ЕОМ?
- Чи може процесор звертатися безпосередньо до зовнішньої пам'яті?
5. Що являють собою мікрокоманди?
  6. Навіщо в структурі мікропроцесора потрібний акумулятор?
  7. Навіщо потрібні мікропроцесору робочі реєстри, якщо існує основна пам'ять?
  8. Які функції виконує лічильник команд?
  9. Який параметр мікропроцесора "відповідає" за точність обчислень?
  10. Чим визначається швидкодія мікропроцесора? У яких одиницях вона виражається?

## **РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА**

### **ОСНОВНА**

- Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники. – М.: Радио и связь, 1985.
- Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1986.
- Левитський С.М. Основи радіоелектроніки / Метод. посібник. – К.: ВПЦ "Київський університет", 2002.
- Левитський С.М. Напівпровідникові прилади. – К.: ВПЦ "Київський університет", 2000.
- Левитський С.М. Поняття про мікроелектроніку та оптоелектроніку. – К.: ВПЦ "Київський університет", 1999.
- Левитський С.М. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів. – К.: ВПЦ "Київський університет", 2003.
- Левитський С.М. Генератори електричних сигналів. – К.: ВПЦ "Київський університет". 2004.
- Левитський С.М. Принципи радіозв'язку. – К.: ВПЦ "Київський університет", 2000.
- Левитський С.М., Слюсаренко І.І. Елементи та вузли цифрових радіоелектронних пристройів. – К.: ВПЦ "Київський університет", 1998.

### **ДОДАТКОВА**

- Харкевич А.А. Основы радиотехники. М.: ФИЗМАТГИЗ, 2007.
- Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. – М.: Мир, 1983.
- Прянишников В.А. Электроника. – СПб.: Корона, 1998.
- Джонс М.Х. Электроника – практический курс. – М.: Постмаркет, 1993.
- Огоднійчук М.Д. Електронні підсилювачі. – К.: Інститут системних досліджень освіти, 1995.

## **ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК**

- 
- 
- 
- 
- Автогенератори – 227
    - автогенератори-*LC* – 227
    - автогенератори-*RC* – 255
    - ємнісна триточка (схема Колпітца) – 234
    - індуктивна триточка (схема Хартлі) – 233
    - кварцові – 252
    - стабілізація частоти – 243
    - схеми живлення – 235
    - транзисторні – 231
    - усталений режим – 238
  - Автоматичне зміщення в автогенераторах – 243
  - Автоматичні регулювання у радіоприймаючих пристроях – 344
    - безшумне – 348
    - затримане – 347
    - підсилення (АРП) – 346
    - частоти – 344
  - Адресний сигнал – 383
  - Активні частотні фільтри – 192
    - синтез активних фільтрів – 195
    - смуга прозорості (за частотами) – 192
    - фільтри Баттервортса – 195
    - фільтри Бесселя – 195
    - фільтри другого порядку – 194
    - фільтри першого порядку – 194
    - фільтри Чебишова – 195
    - частота зрізу – 192
  - Амплітудна дискримінація – 281
  - Амплітудний обмежувач – 311
    - паралельний – 311
    - послідовний – 312

## **Основи радіоелектроніки**

---

---

- Аналогові електронно-обчилювальні машини (АЕОМ) – 188  
Арифметично-логічний пристрій (АЛП) – 381  
Балансні схеми підсилювачів постійної напруги – 172  
Бар'єрна ємність  $p$ - $n$ -перехіду – 12  
Біполярний транзистор – 29
  - $n$ - $p$ - $n$ -транзистор – 35
  - $p$ - $n$ - $p$ -транзистор – 30
  - багатоемітерний – 36
  - гранична частота – 62
  - дрейфовий транзистор – 61
  - крутість транзистора – 39
  - режим насичення – 37
  - увімкнення зі спільним емітером (СЕ) – 36
  - увімкнення зі спільною базою (СБ) – 32
  - Шотткі – 360

Блокінг-генератор – 295
  - очікувальний – 297
  - синхронізований – 297

Бульова алгебра – 361  
Буферний підсилювач – 317  
Буферні елементи – 363  
Варикап – 22
  - вольт-фарадна характеристика – 22

Від'ємний диференціальний опір – 22  
Волоконно-оптичні лінії зв'язку (ВОЛЗ) – 103  
Вольт-фарадна характеристика варикапа – 22  
Вхід адресний – 384
  - інформаційний – 384

Генератори лінійно-змінної напруги – 283
  - з негативним зворотним зв'язком – 287
  - з позитивним зворотним зв'язком – 284
  - коефіцієнт нелінійності – 284
  - фантастрон – 290

Гетеродин – 323  
Глибина амплітудної модуляції – 304  
Гранична частота транзистора – 61  
Девіація частоти – 334  
Демультиплексор – 384  
Детектор – 309
  - амплітудний – 338

## **Предметний покажчик**

---

---

- діодний – 309
  - з відкритим входом – 311
  - із закритим входом – 311
  - піковий – 311
- фазовий – 341
- частотний – 337
- Детектування – 308
  - амплітудне – 308
  - синхронне – 308
  - фазове – 341
  - частотне – 337
- Дешифратор (декодер) – 382
- Дзеркальний канал – 324
- Динамічний режим роботи транзистора – 129
- Дискретизація сигналів у часі – 353
- Дискретизація у часі – 420
- Дискримінатор фазово-частотний – 339
- Дискримінація амплітудна – 281
  - частотна – 338
- Диференціальний опір від'ємний – 23
- Дифузійна ємність  $p-n$ -переходу – 12
- Діаграма Найквіста – 146
- Діоди напівпровідникові – 17
  - варикапи – 22
  - випрямні – 17
  - високочастотні – 20
  - обернені – 23
  - стабілітрони – 20
  - стабістори – 22
  - тунельні – 22
  - Шотткі – 19
- Доповняльний код – 378
- Дрейф нуля в підсилювачах постійної напруги – 171
- Дрейфовий транзистор – 60
- Екстракція зарядів у  $p-n$ -переході – 11
- Електроди польового транзистора – 68
  - виток – 68
  - затвор – 68
  - стік – 68
- Електролюмінісценція (інжекційна) – 98
- Електронна пам'ять (тригера) – 279

## **Основи радіоелектроніки**

---

---

- Електронний ключ – 358  
Емітерний повторювач – 150  
Енергія активації в напівпровідниках – 6  
Ефект Ерлі (модуляція товщини бази) – 33  
Ефект фотогальванічний – 97  
Ємність  $p-n$ -переходу – 12  
    – бар'єрна – 12  
    – дифузійна – 12  
Задавальний генератор – 316  
Запам'ятовуючі пристрої (ЗП) – 404  
Затримка імпульсів у часі – 271  
Збіднений шар на  $p-n$ -переході – 9  
Зворотний зв'язок у підсилювачах – 138  
    – негативний – 140  
    – паралельний за напругою – 146  
    – позитивний – 140  
    – послідовний за напругою – 138  
Імпульсувімкнення – 118  
Інверсний вихід тригера – 387  
Індекс частотної модуляції – 335  
    – фазової модуляції – 332  
Інжекція зарядів у  $p-n$ -перехід – 10  
Інтегральна мікросхема – 83  
Інтегральні мікросхеми (ІМС) – 371  
    – їх серії – 372  
    – коефіцієнт об'єднання за входом – 371  
    – логічні – 371  
    – розгалуження за виходом – 371  
Канальний транзистор – 69  
Каскодне ввімкнення – 56  
Квазілінійна теорія автогенераторів – 244  
Квантування сигналу – 354  
    – шуми квантування – 354  
Кварц як резонатор – 251  
Клір-фактор – 230  
Кодування цифрових сигналів – 354  
    – доповняльний – 378  
    – код Бодо – 354  
    – код Морзе – 354  
Коефіцієнт неелектрических спотворень – 302  
Коефіцієнт нерівномірності АЧХ – 117

## **Предметний покажчик**

---

- Коефіцієнт ослаблення за синфазним сигналом (КОСС) – 176  
Коефіцієнт підсилення за напругою – 107  
    – за потужністю – 107  
    – за струмом – 107  
Коливні характеристики автогенераторів – 240  
Комбінаційні цифрові пристрої – 375  
Компаратор напруги (на основі ОП) – 420  
Комplementарні пари транзисторів – 35  
Контакт метал-напівпровідник – 13  
    – випрямний – 14  
    – запірний – 14  
    – омічний – 13  
Корекція частотних характеристик – 122  
    – за допомогою НЗЗ – 157  
Кристадин – 230  
Критерій Найквіста – 146  
Крутість середня (ефективна) – 245  
Лазер напівпровідниковий – 99  
    – вимушене випромінювання – 99  
Легування напівпровідників – 8  
Лінія радіозв'язку – 315  
Лічильники імпульсів – 399  
    – двійковий – 399  
    – двійково-десяtkовий – 401  
Логіка математична (формальна) – 361  
    – емітерно-зв'язана (ЕЗЛ) – 365  
    – з діодами Шотткі – 371  
    – негативна – 361  
    – транзисторно-транзисторна (ТТЛ) – 371  
Логічні елементи – 361  
    – з дозвільним входом – 370  
    – з трьома станами – 370  
Максимальна частота генерації – 62  
Мала електронно-обчислювальна машина (ЕОМ) – 427  
    – загальна блок-схема – 428  
    – основна пам'ять – 428  
    – периферія ЕОМ – 429  
    – процесор ЕОМ – 427  
    – центральна частина – 427  
Матриця діодна (у ПЗП) – 412  
МДН-транзистор – 73

## **Основи радіоелектроніки**

---

---

- з індукованим каналом – 74
- збагачення каналу – 74
- збіднення каналу – 73
- із вбудованим каналом – 74
- Мікроелектроніка – 80
- Мікрокоманди – 431
- Мікропроцесор (МП) – 430
  - його акумулятор – 431
  - його мікрокоманди – 431
  - параметри МП – 432'
- Модулятор радіопередавача – 317
- Модуляція – 303
  - амплітудна – 303
  - фазова – 302
  - частотна – 333
- МОН-транзистор – 73
- Мостові схеми  $RC$  – 240
  - 2Т міст – 200
  - міст Віна – 258
- Мультивібратор – 260
  - автоколивний – 260
  - з великою шпаруватістю – 271
  - з повторювальним транзистором – 270
  - із комутуючими діодами – 270
  - із фіксуючими діодами – 269
  - на мікросхемах – 267
  - на операційному підсилювачі – 268
  - очікувальний – 265
  - синхронізований – 272
- Мультиплексор – 384
- Накопичувачі на магнітних дисках (НМД) – 404
- Напівпровідники – 6
  - акцепторні – 8
  - власні – 7
  - домішкові – 7
  - донорні – 8
- Негативна диференціальна провідність (ДНП) – 228
- Нестабільність частоти автогенераторів (причини) – 249
- Низькочастотні підсилювачі потужності – 213
  - безтансформаторні – 223

## **Предметний покажчик**

---

---

- двотактні – 218
- з доповняльною симетрією – 223
- у режимі класу А – 214
- у режимі класу АВ – 222
- у режимі класу В – 220
- Носії заряду в напівпровідниках – 8
  - основні – 8
  - неосновні – 8
  - рекомбінація носіїв – 7
- Односмуговий радіозв'язок – 348
- Оперативні запам'ятовуючі пристрої (ОЗП) – 404
  - динамічні – 410
  - статичні – 405
- Операції математичної логіки – 361
  - АБО-НЕ – 367
  - віднімання – 378
  - диз'юнкції (логічного додавання, АБО) – 365
  - інверсії (заперечення НЕ) – 363
  - І-НЕ – 367
  - кон'юнкції (логічного множення І) – 365
  - нерівнозначності – 369
  - підсумування (арифметичного) – 377
  - повторення – 361
  - рівнозначності – 369
- Операційний підсилювач – 181
  - виконання математичних операцій – 186
  - інвертуюче ввімкнення – 184
  - неінвертуюче ввімкнення – 185
- Оптоелектроніка – 93
- Оптрон – 100
- Паразитна ємність – 113
- Параметри біполярних транзисторів – 43
  - $g$ -параметри – 46
  - $h$ -параметри – 47
  - $r$ -параметри – 44
- Перемикання тригера за зрізом – 390
  - за фронтом – 391
- Перетворення частоти – 307
- Перетворювачі інформації (аналог-цифра) – 417
  - аналогово-цифровий (АЦП) – 419

## **Основи радіоелектроніки**

---

---

- з порозрядним зважуванням – 424
- паралельної дії – 423
- послідовної дії – 421
- цифро-аналоговий (ЦАП) – 417
- Перехід на контакті напівпровідників – 9
  - база – 10
  - бар'єрна ємність – 12
  - диференціальний (динамічний) опір – 11
  - дифузійна ємність – 11
  - екстракція зарядів – 11
  - емітер – 10
  - збіднений шар – 9
  - інжекція зарядів – 10
  - омічний (статичний) опір – 11
  - перехід – 9
- Пилкоподібні імпульси – 283
- Підсилювачі – 105
  - RC-селективні – 197
  - багатокаскадні – 135
  - диференціальні – 174
  - електрометричні – 173
  - з емітерним опором – 148
  - звукових частот – 108
  - імпульсні – 108
  - на біполярних транзисторах – 129
  - на польових транзисторах – 108
  - напруги – 107
  - операційні (ОП) – 181
  - постійного струму (ППС) – 167
  - постійної напруги (ППН) – 167
  - потужності – 107
  - резонансні – 203
  - струму – 107
  - транзисторні – 106
- Підстроювання частоти автоматичне (АПЧ) – 344
- Пілот-сигнал – 348
- Польовий транзистор – 68
  - з  $p-n$ -переходом – 68
  - запірна напруга – 69
  - канал польового транзистора – 69

## **Предметний покажчик**

---

---

- Помноження частоти – 303  
Постійні запам'ятовуючі пристрої (ПЗП) – 412  
    – масочні – 412  
    – програмовані (ППЗП) – 413  
    – репрограмовані (РПЗП) – 414  
Прилади із зарядовим зв'язком (ПЗЗ) – 75  
    – оптичні ПЗЗ – 102  
Принципи фон Неймана – 427  
Пробій  $p\text{-}n$ -переходу – 13  
    – лавинний – 13  
    – тепловий – 13  
    – тунельний – 13  
Проміжна частота – 324  
Прохідна характеристика – 39  
    – її кривизна – 301  
    – її крутість – 39  
Радіопередавальний пристрій (радіопередавач) – 316  
Радіоприймач – 318  
    – вибірковість – 320  
    – прямого підсилення – 318  
    – регенеративний – 325  
    – смуга відтворюваних частот – 320  
    – спряжіння настройки – 325  
    – супергетеродинний – 322  
    – суперрегенеративний – 327  
    – чутливість – 320  
Регістри – 394  
    – паралельний (пам'яті) – 395  
    – послідовний (зсуву) – 396  
    – реверсивний – 397  
    – робочі (у мікропроцесорі) – 432  
    – універсальний (зсувний) – 398  
Режим роботи транзистора активний – 357  
    – ключовий – 357  
Резонансний підсилювач – 203  
    – смуговий – 206  
    – потужності – 209  
Рекомбінація носіїв у напівпровідниках – 7  
Розподільник імпульсів – 402  
Самозбудження автогенераторів – 240  
    – жорсткий режим – 242

## **Основи радіоелектроніки**

---

---

- з автоматичним зміщенням – 243
- м'який режим – 241
- Світлодіод – 98
- Селективний RC-підсилювач – 197
- Селектор – 384
- Сигнал адресний – 383
  - інформаційний – 384
- Синхровхід тригера – 389
- Синхронізація мультивібраторів – 272
- Складений транзистор – 56
- Смуга пропускання підсилювача – 116
- Сонячні елементи – 97
- Спосіб подання інформації – 352
  - аналогової – 352
  - імпульсно-цифровий – 356
  - цифрової – 353
- Спотворення сигналів лінійні – 118
  - нелінійні – 125
- Стабілізація режиму за допомогою НЗЗ – 152
- Стабілізація коефіцієнта підсилення – 142
- Стабілізація частоти автогенераторів – 249
- Стабілітрон – 20
- Стабістор – 22
- Суматори арифметичні – 375
  - за модулем 2 – 375
  - напівсуматор – 376
  - повний – 377
- Схема Дарлінгтона – 55
- Схема Джіоколетто – 63
- Темновий струм фотодіода – 94
- Теорема Котельникова – 353
- Технологія виготовлення мікросхем – 79
  - гібридна – 85
  - групова – 81
  - епітаксіальна – 87
  - планарна – 79
  - плівкова – 85
  - потрійної дифузії – 86
- Тиристор – 24
  - диністор – 26
  - струм утримання – 26
  - триністор – 27

## **Предметний покажчик**

---

---

- Тригер – 275  
– *RS*-тригер – 278  
– асинхронний – 387  
– динамічний – 391  
– затриманий – 390  
– інверсний вихід – 387  
– лічильний (*T*-тригер) – 392  
– на логічних елементах – 387  
– пам'яті (*D*-тригер) – 391'  
– синхронний – 389  
– універсальний (*JK*-тригер) – 393  
– Шмідта – 280
- Умови самозбудження підсилювача – 145
- Уніполярний транзистор – 69
- Фейдинги (іх подолання) – 347
- Флеш-пам'ять – 414
- Фотодіод – 95
- Фоторезистор – 94
- Характеристика амплітудно-частотна (АЧХ) – 113  
– фазово-частотна (ФЧХ) – 113
- Частота квазірезонансна – 198
- Частота одиничного підсилення – 62
- Частотна характеристика *RC*-підсилювача – 113  
– в області високих частот – 113  
– в області низьких частот – 115  
– загальний вигляд – 116
- Частотний модулятор – 336  
– детектор – 337  
– дискримінатор – 338
- Шина паралельна – 355  
– послідовна – 356
- Шина системна – 430  
– даних вхідна – 406  
– вихідна – 406  
– загальна – 408  
– магістральна – 430
- Шинний формувач – 407

## **ЗМІСТ**

<b>ПЕРЕДМОВА.....</b>	3
<b>Розділ 1. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ .....</b>	5
1.1. ФІЗИЧНІ ЯВИЩА В НАПІВПРОВІДНИКАХ.....	5
1.1.1. Власна провідність напівпровідників .....	5
1.1.2. Домішкові напівпровідники .....	7
1.1.3. Неосновні носії .....	8
1.1.4. Електронно-дірковий перехід ( $p - n$ -перехід) .....	9
1.1.5. Бар'єрна та дифузійна ємність .....	12
1.1.6. Пробій $p - n$ -переходу .....	13
1.1.7. Контакти металів з напівпровідниками .....	14
Контрольні запитання.....	15
Задачі.....	16
1.2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ .....	17
1.2.1. Випрямні діоди .....	17
1.2.2. Діоди Шотткі .....	19
1.2.3. Високочастотні діоди .....	20
1.2.4. Стабілітрони та стабістори.....	20
1.2.5. Варикап .....	22
1.2.6. Тунельний діод .....	22
1.2.7. Умовні зображення та позначення діодів .....	23
1.2.8. Тиристор .....	24
Контрольні запитання.....	27
Задачі.....	28

---

---

<b>1.3. БІПОЛЯРНИЙ ТРАНЗИСТОР</b>	
(ПРИНЦИП ДІЇ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ) .....	29
1.3.1. Принцип дії біполярного транзистора .....	29
1.3.2. Характеристики транзистора, увімкненого за схемою зі спільною базою .....	31
1.3.3. Підсилення сигналів за допомогою транзистора .....	34
1.3.4. $n-p-n$ -транзистор .....	35
1.3.5. Увімкнення транзистора за схемою зі спільним емітером .....	36
1.3.6. Вплив температури на характеристики транзистора .....	40
Контрольні запитання .....	41
Задачі .....	42
<b>1.4. ПАРАМЕТРИ ТА ЕКВІАЛЕНТНІ СХЕМИ</b>	
<b>БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ</b> .....	42
1.4.1. Транзистор як лінійний чотириполюсник .....	43
1.4.2. Еквівалентна схема транзистора (у $r$ -параметрах) .....	45
1.4.3. Інші види еквівалентних схем .....	46
1.4.4. Параметри транзистора при різних способах його ввімкнення .....	47
1.4.5. Фізична еквівалентна схема транзистора .....	50
1.4.6. Способи визначення параметрів транзисторів .....	51
1.4.7. Складений транзистор .....	55
Контрольні запитання .....	56
Задачі .....	57
<b>1.5. ЧАСТОТНІ ВЛАСТИВОСТІ ТРАНЗИСТОРА</b> .....	58
1.5.1. Рух неосновних носіїв у базі.	
Перехідні процеси в транзисторі .....	58
1.5.2. Частотна залежність коефіцієнта передачі струму .....	60
1.5.3. Границі частоти .....	61
1.5.4. Фізична еквівалентна схема транзистора в області високих частот .....	63
1.5.5. Маркування та класифікація транзисторів .....	66
Контрольні запитання .....	67
Задачі .....	68

## **Основи радіоелектроніки**

---

---

1.6. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ .....	68
1.6.1. Польовий транзистор з керуючим $p-n$ -переходом.....	68
1.6.2. Характеристики та параметри .....	70
1.6.3. Польові транзистори з ізольованим затвором .....	72
1.6.4. Прилади із зарядовим зв'язком.....	75
Контрольні запитання.....	77
Задачі.....	78
1.7. ПОНЯТТЯ ПРО МІКРОЕЛЕКТРОНІКУ .....	79
1.7.1. Планарна технологія виготовлення транзисторів ....	79
1.7.2. Що таке інтегральна мікросхема? .....	82
1.7.3. Плівкова технологія.....	85
1.7.4. Деякі особливості виготовлення інтегральних мікросхем .....	86
1.7.5. Наслідки появи мікроелектроніки .....	89
Контрольні запитання.....	92
1.8. ПОНЯТТЯ ПРО ОПТОЕЛЕКТРОНІКУ .....	93
1.8.1. Фотоприймачі.....	93
1.8.2. Випромінювачі світла .....	97
1.8.3. Оптрон .....	100
1.8.4. Оптоелектронні прилади із зарядовим зв'язком ....	102
Контрольні запитання.....	104
<b>Розділ 2. ТРАНЗИСТОРНІ ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ.....</b>	<b>105</b>
2.1. ПРИНЦИП ДІЇ ТА КЛАСИФІКАЦІЯ ПІДСИЛЮВАЧІВ .....	105
2.2. ПІДСИЛЮВАЧІ НА ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРАХ.....	108
2.2.1. Схеми та режими .....	108
2.2.2. Кофіцієнт підсилення .....	111
2.2.3. Частотна характеристика .....	113
2.2.4. Проходження через підсилювач прямокутного імпульсу. Переходні процеси в підсилювачі .....	118
2.2.5. Корекція частотних характеристик .....	122
2.2.6. Нелінійні спотворення .....	125
Контрольні запитання.....	126
Задачі.....	128

---

---

2.3. ПІДСИЛЮВАЧІ НА БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРАХ .....	129
2.3.1. Режим транзистора в підсилювальному каскаді .....	129
2.3.2. Основні параметри підсилювальних каскадів на біполярних транзисторах .....	131
2.3.3. Багатокаскадний підсилювач .....	135
Контрольні запитання.....	137
Задачі.....	137
2.4. ЗВОРУТНИЙ ЗВ'ЯЗОК У ПІДСИЛЮВАЧАХ.....	138
2.4.1. Послідовний зворотний зв'язок за напругою .....	138
2.4.2. Позитивний і негативний зворотний зв'язок.....	140
2.4.3. Вплив послідовного зворотного зв'язку за напругою на входний опір підсилювача .....	140
2.4.4. Зменшення завад і спотворень .....	141
2.4.5. Стабільність коефіцієнта підсилення .....	142
2.4.6. Вплив негативного зворотного зв'язку на частотну характеристику.....	143
2.4.7. Зворотний зв'язок у багатокаскадному підсилювачі .....	144
2.4.8. Умови самозбудження. Критерій Найквіста .....	145
2.4.9. Паралельний зворотний зв'язок за напругою .....	146
2.4.10. Негативний зворотний зв'язок у деяких реальних схемах підсилювачів.....	148
Контрольні запитання.....	158
Задачі.....	159
2.5. ЧАСТОТНІ ВЛАСТИВОСТІ ПІДСИЛЮВАЧА НА БІПОЛЯРНОМУ ТРАНЗИСТОРІ .....	160
2.5.1. Еквівалентна схема підсилювача в області високих частот.....	160
2.5.2. Коефіцієнт підсилення в області високих частот.....	162
2.5.3. Коефіцієнт підсилення в області низьких частот....	164
2.5.4. Корекція частотної характеристики .....	165
Контрольні запитання.....	166
Задачі.....	167
2.6. ПІДСИЛЕННЯ ПОВІЛЬНОЗМІННИХ СТРУМІВ І НАПРУГ .....	167
2.6.1. Зсув рівня в підсилювачі постійної напруги .....	167
2.6.2. Струмове дзеркало .....	169
2.6.3. Дрейф нуля .....	171

## **Основи радіоелектроніки**

---

---

2.6.4. Підсилювач малих постійних струмів (електрометричний підсилювач) .....	173
2.6.5. Диференціальний підсилювач .....	174
2.6.6. Способи підвищення вхідного опору диференціальних підсилювачів .....	178
Контрольні запитання.....	179
Задачі.....	180
<b>2.7. ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ .....</b>	<b>180</b>
2.7.1. Принципова схема операційного підсилювача.....	181
2.7.2. Характеристики операційного підсилювача.....	183
2.7.3. Інвертуюче та неінвертуюче ввімкнення операційного підсилювача .....	184
2.7.4. Застосування операційного підсилювача для здійснення математичних операцій .....	186
2.7.5. Аналогові ЕОМ з використанням операційних підсилювачів .....	188
2.7.6. Стійкість операційного підсилювача, охопленого негативним зворотним зв'язком .....	189
Контрольні запитання.....	190
Задачі.....	191
<b>2.8. АКТИВНІ ФІЛЬТРИ.....</b>	<b>192</b>
2.8.1. Активний фільтр першого порядку.....	193
2.8.2. Активні фільтри другого порядку .....	194
2.8.3. Порівняння з пасивними фільтрами.....	196
Контрольні запитання.....	197
Задачі.....	197
<b>2.9. СЕЛЕКТИВНІ RC -ПІДСИЛЮВАЧІ .....</b>	<b>197</b>
2.9.1. Селективний RC -підсилювач зі смуговим фільтром у колі позитивного зворотного зв'язку .....	198
2.9.2. Селективний RC -підсилювач з режекторним фільтром у колі негативного зворотного зв'язку .....	200
Контрольні запитання.....	202
Задачі.....	202

---



---

2.10. РЕЗОНАНСНІ ПІДСИЛЮВАЧІ .....	203
2.10.1. Узгодження вихідного опору транзистора з навантаженням .....	204
2.10.2. Смуговий резонансний підсилювач .....	205
2.10.3. Стійкість резонансного підсилювача .....	206
2.10.4. Резонансний підсилювач потужності.....	208
Контрольні запитання.....	212
Задачі.....	213
2.11. НИЗЬКОЧАСТОТНІ ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ .....	213
2.11.1. Підсилення в режимі класу А .....	214
2.11.2. Нелінійні спотворення.....	217
2.11.3. Двотактний підсилювач.....	218
2.11.4. Підсилення в режимі класу В .....	220
2.11.5. Підсилення в режимі класу АВ.....	221
2.11.6. Безтрасформаторні підсилювачі.....	223
Контрольні запитання.....	226
<b>Розділ 3. ГЕНЕРАТОРИ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ .....</b>	<b>227</b>
3.1. LC -АВТОГЕНЕРАТОРИ (ПРИНЦИП ДІЇ) .....	227
3.1.1. Негативна диференціальна провідність .....	228
3.1.2. Увімкнення негативної диференціальної провідності паралельно до коливного контуру .....	228
3.1.3. Реальні елементи з негативною диференціальною провідністю .....	230
3.1.4. Транзисторний автогенератор .....	231
3.1.5. Реальні схеми транзисторних автогенераторів .....	233
3.1.6. Схеми живлення автогенераторів.....	235
Контрольні запитання.....	236
Задачі.....	237
3.2. УСТАЛЕНИЙ РЕЖИМ АВТОГЕНЕРАТОРА .....	238
3.2.1. Коливні характеристики автогенератора .....	239
3.2.2. М'який і жорсткий режими самозбудження .....	241
3.2.3. Автоматичне зміщення .....	243
3.2.4. Квазілінійна теорія автогенератора .....	244
Контрольні запитання.....	247
Задачі.....	248

## **Основи радіоелектроніки**

---

---

3.3. СТАБІЛІЗАЦІЯ ЧАСТОТИ АВТОГЕНЕРАТОРІВ .....	249
3.3.1. Вплив інерційності транзистора	
на роботу автогенератора .....	249
3.3.2. Проблема стабільності частоти автогенератора.....	250
3.3.3. Кварцова пластинка як високоякісний	
електричний резонатор.....	251
3.3.4. Схеми кварцових автогенераторів .....	252
Контрольні запитання.....	254
Задачі.....	255
3.4. RC -АВТОГЕНЕРАТОРИ .....	255
3.4.1. Автогенератор з багатоланковим <i>RC</i> -фільтром.....	256
3.4.2. <i>RC</i> -автогенератор з мостом Віна.....	258
Контрольні запитання.....	259
Задачі.....	260
3.5. МУЛЬТИВІБРАТОР .....	260
3.5.1. Якісний розгляд роботи мультивібратора .....	261
3.5.2. Кількісні оцінки щодо роботи мультивібратора .....	264
3.5.3. Очікувальний мультивібратор.....	265
3.5.4. Мультивібратор на мікросхемах .....	267
3.5.5. Мультивібратор на операційному підсилювачі .....	268
3.5.6. Деякі вдосконалення схем мультивібраторів .....	269
Контрольні запитання.....	273
Задачі.....	274
3.6. ТРИГЕР .....	275
3.6.1. Режим тригера .....	276
3.6.2. Запуск тригера.....	277
3.6.3. Тригер Шмідта .....	280
Контрольні запитання.....	282
Задачі.....	282
3.7. ГЕНЕРАТОРИ ЛІНІЙНО ЗМІННОЇ НАПРУГИ .....	283
3.7.1. Генерування пилкоподібних імпульсів.....	283
3.7.2. Генератори лінійно змінної напруги	
з позитивним зворотним зв'язком .....	284
3.7.3. Генератори лінійно змінної напруги	
з негативним зворотним зв'язком .....	287
3.7.4. Фантастрон .....	290
Контрольні запитання.....	293
Задачі.....	294

---

---

3.8. БЛОКІНГ-ГЕНЕРАТОР .....	295
Контрольні запитання.....	298
Задачі.....	298
<b>Розділ 4. ПРИНЦИПИ РАДІОЗВ'ЯЗКУ .....</b>	<b>299</b>
4.1. ПРОХОДЖЕННЯ СИГНАЛІВ У НЕЛІНІЙНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ.....	300
4.1.1. Нелінійні спотворення гармонічного сигналу .....	302
4.1.2. Помноження частоти .....	303
4.1.3. Амплітудна модуляція .....	303
4.1.4. Перетворення частоти .....	307
4.1.5. Амплітудне детектування.....	308
4.1.6. Амплітудне обмеження.....	311
Контрольні запитання.....	313
Задачі.....	314
4.2. РАДІОПЕРЕДАВАЛЬНІ ТА РАДІОПРИЙМАЛЬНІ ПРИСТРОЇ (ПРИНЦИП ДІЇ) .....	315
4.2.1.Структура лінії радіозв'язку .....	315
4.2.2 Принцип дії радіопередавального пристрою .....	316
4.2.3. Приймач прямого підсилення .....	318
4.2.4. Параметри, які характеризують роботу радіоприймача.....	320
4.2.5. Супергетеродинний радіоприймач .....	322
4.2.6. Регенеративний радіоприймач .....	325
Контрольні запитання.....	329
Задачі.....	331
4.3. ФАЗОВА ТА ЧАСТОТНА МОДУЛЯЦІЇ .....	331
4.3.1 Фазова модуляція та способи її отримання.....	332
4.3.2. Частотна модуляція.....	333
4.3.3. Частотний модулятор .....	336
4.3.4. Частотний детектор .....	337
4.3.5. Фазовий детектор.....	341
Контрольні запитання.....	342
Задачі.....	343
4.4. АВТОМАТИЧНІ РЕГУЛЮВАННЯ В РАДІОПРИЙМАЧАХ .....	344
4.4.1. Автоматичне підстроювання частоти .....	344
4.4.2. Автоматичне регулювання підсилення .....	346
4.4.3.Односмуговий радіозв'язок .....	348
Контрольні запитання.....	349

## **Основи радіоелектроніки**

---

---

<b>Роздiл 5. ЦИФРОВА ТЕХНІКА .....</b>	351
5.1. ПРИНЦИПИ ЦИФРОВОЇ ТЕХНІКИ .....	351
5.1.1 Аналоговий і цифровий способи подання інформації .....	351
5.1.2. Ключовий режим роботи транзистора .....	357
5.2. ЛОГІЧНІ ЕЛЕМЕНТИ .....	361
5.2.1.Операцiї над однiєю змiнною.....	361
5.2.2. Логiчнi операцiї з кiлькома змiнними .....	365
5.2.3. Логiчнi елементи з трьома вихiдними станами.....	370
5.2.4. Логiчнi інтегральni мiкросхеми .....	371
5.2.5. Серiї інтегральних мiкросхем та iх позначення .....	372
5.2.6. Базовий елемент серiї 155.....	373
Контрольнi запитання.....	375
5.3. КОМБІНАЦIЙN ПРИСТРОЇ .....	375
5.3.1. Комбiнацiйn пристроi для виконання арифметичних операцiй .....	375
5.3.2.Комбiнацiйn пристроi для виконання логiчних операцiй.....	382
Контрольнi запитання.....	386
5.4. ТРИГЕРИ НА ЛОГIЧНИХ ЕЛЕМЕНТАХ .....	387
5.4.1. Асинхронний RS-тригер.....	387
5.4.2. Синхронний RS-тригер .....	389
5.4.3. Затриманий синхронний RS-тригер .....	390
5.4.4. D-тригер .....	391
5.4.5. T-тригер (лiчильний тригер) .....	392
5.4.6. JK -тригер .....	393
Контрольнi запитання.....	394
5.5. РЕГІСТРИ ТА ЛІЧИЛЬНИКИ.....	395
5.5.1. Паралельний регiстр (регiстр пам'ятi) .....	395
5.5.2. Послiдовний регiстр (регiстр зсуву).....	396
5.5.3. Реверсивний регiстр (окрема комiрка) .....	397
5.5.4. Зсуvний (унiверсальний) регiстр .....	398
5.5.5. Лiчильники .....	399
5.5.6. Розподiльники iмпульсiв .....	402
Контрольнi запитання.....	403

---

---

5.6. ЗАПАМ'ЯТОВУЮЧІ ПРИСТРОЇ .....	404
5.6.1. Статичні оперативні запам'ятовуючі пристрої.....	405
5.6.2. Динамічні оперативні запам'ятовуючі пристрої.....	410
5.6.3. Постійні запам'ятовуючі пристрої .....	412
5.6.4. Програмовані та ре програмовані постійні запам'ятовуючі пристрої.....	413
5.6.5. Флеш-пам'ять .....	414
Контрольні запитання.....	416
 5.7. ПЕРЕТВОРЮВАЧІ АНАЛОГОВОЇ ТА ЦИФРОВОЇ ІНФОРМАЦІЇ .....	417
5.7.1. Цифро-аналогові перетворювачі.....	417
5.7.2. Аналогово-цифрові перетворювачі .....	419
5.7.3. Аналогово-цифрові перетворювачі послідовної дії .....	421
5.7.4. Аналогово-цифрові перетворювачі паралельної дії.....	423
5.7.5. Послідовний аналогово-цифровий перетворювач з порозрядним урівноваженням .....	424
Контрольні запитання.....	426
 5.8. МІКРОПРОЦЕСОРИ ТА МАЛІ ЕОМ .....	426
5.8.1. Будова та принцип дії центральної частини малої ЕОМ .....	427
5.8.2. Принципи фон Неймана .....	427
5.8.3. Загальна блок-схема малої ЕОМ.....	428
5.8.4. Структурна схема та дія мікропроцесора у складі ЕОМ .....	430
5.8.5. Параметри, що характеризують можливості мікропроцесора або ЕОМ.....	432
Контрольні запитання.....	433
 <b>РЕКОМЕНДОВАНА ЛІТЕРАТУРА.....</b>	434
 <b>ПРЕДМЕТНИЙ ПОКАЖЧИК.....</b>	435

**Навчальне видання**

**ЛЕВІТСЬКИЙ Сергій Михайлович**

**ОСНОВИ  
РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ**

**Підручник**

Редактор Л. Львова

Оригінал-макет виготовлено Видавничо-поліграфічним центром "Київський університет"

Виконавець Г. Пластуненко



Підписано до друку 28.12.07. Формат 70x100<sup>1/16</sup>. Вид. № 391. Гарнітура Bookman Old Style.  
Папір офсетний. Друк офсетний. Наклад 200. Ум. друк. арк. 36,7. Обл.-вид. арк. 36,6. Зам. № 27-4124.

Видавничо-поліграфічний центр "Київський університет"  
01601, Київ, б-р Т.Шевченка, 14, кімн. 43  
**☎ (38044) 239 32 22; (38044) 239 31 61; тел./факс (38044) 239 31 28**  
**E-mail: vydav\_polygraph@univ.kiev.ua**  
**WWW: http://vpc.univ.kiev.ua**  
Свідоцтво внесено до Державного реєстру ДК № 1103 від 31.10.02