

А.М. Гуржій, В.В. Самсонов, Н.І. Поворознюк

Імпульсна та цифрова техніка

"Компанія СМІТ"
Харків
2005

РОЗДІЛ 1. ХАРАКТЕРИСТИКИ І ПАРАМЕТРИ ІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ

Імпульсні сигнали широко застосовуються у таких галузях науки і техніки як радіолокація, гідролокація, телекомунікація, радіоелектроніка. Подання інформації у вигляді імпульсного сигналу має переваги у порівнянні з неперервним (синусоїдним) сигналом.

1. У імпульсному режимі досягається значно більша потужність під час дії імпульсу, в той як середня потужність залишається незначною. Оскільки габарити і маса електронної апаратури визначається середньою потужністю, то вони можуть бути істотно зменшені.

2. Імпульсний режим роботи дозволяє послабити вплив температури та інших зовнішніх чинників на якість роботи пристроїв.

3. У імпульсному режимі значно зменшується вплив завад і зростає пропускна здатність каналів передачі інформації.

1.1 Загальні характеристики імпульсних сигналів

Сигналом називається фізичний процес, що несе інформацію. За природою фізичного процесу сигнали поділяються на електромагнітні, зокрема електричні, світлові, звукові, пневматичні, гідравлічні тощо. Телефонія, радіо, телебачення, мобільний зв'язок, локальні і глобальні комп'ютерні мережі використовують електромагнітні, зокрема електричні, сигнали.

Останнім часом інтенсивно розвиваються галузі, де використовуються світлові сигнали, які зручно передавати за допомогою оптичних волоконних кабелів. Це обумовлено такими позитивними якостями цих кабелів як велика пропускна здатність, висока завадостійкість, відсутність взаємного впливу між каналами.

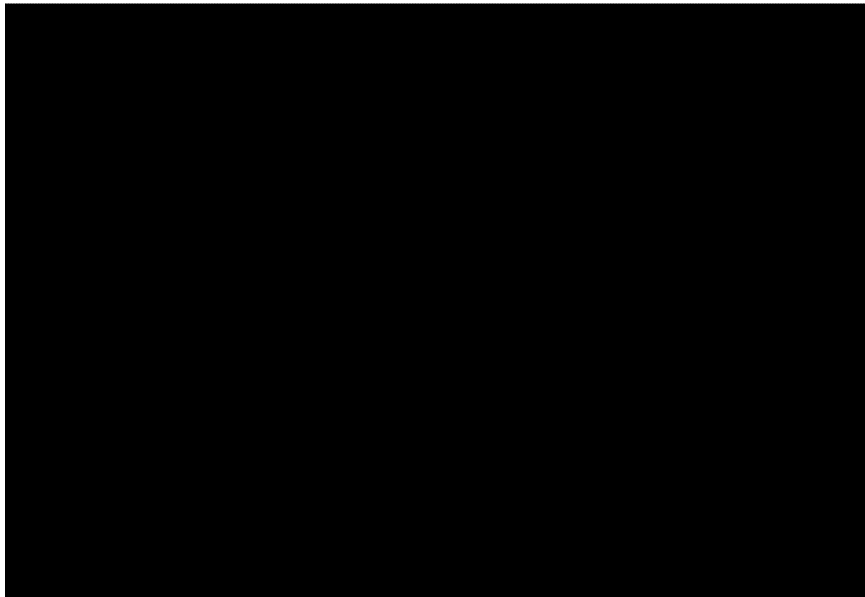
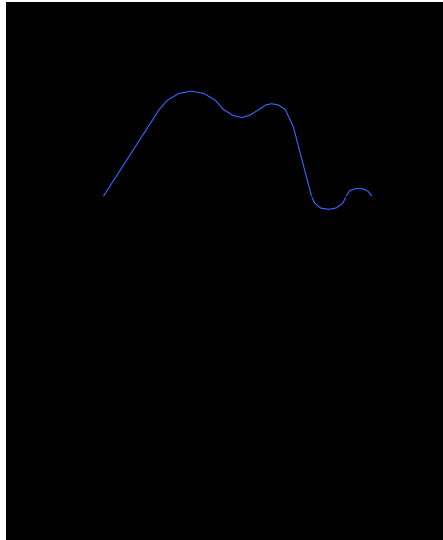
Люди, спілкуючись між собою, використовують звукові сигнали. Пневматичні і гідравлічні сигнали використовуються у певних пристроях автоматики.

Параметр сигналу, що несе інформацію, називається **інформативним**. Як інформативні параметри часто застосовуються рівень постійної напруги чи струму; амплітуда, частота чи фаза гармонійного сигналу; амплітуда, тривалість, частота повторення імпульсів тощо. Крім інформативних параметрів сигнали мають **неінформативні** параметри, які не несуть інформації. наприклад, якщо інформацію несе амплітуда гармонійного сигналу, то частота і фаза цього сигналу будуть неінформативними.

Сигнали, інформацію у яких несуть параметри імпульсів, називаються **імпульсними сигналами**. **Імпульсом** називається короткотривале відхилення фізичного процесу від усталеного значення. Термін "короткотривале відхилення" має не абсолютне, а відносне значення, тобто тривалість відхилення менше чи сумірне з тривалістю процесів, обумовленою інерційністю

імпульсного пристрою. Імпульсні сигнали мають певні позитивні якості порівняно з неперервними сигналами, а саме: середня потужність імпульсного сигналу значно менша середньої потужності неперервного сигналу при сумірній інформаційній ємності. Крім того, у паузах між імпульсами одного сигналу можна передавати імпульси іншого сигналу і тим самим збільшити інформаційну місткість каналу. Одним із спеціальних видів імпульсних сигналів є сигнали цифрової і комп'ютерної техніки.

Розрізняють два види імпульсів: відеоімпульси й радіоімпульси. **Відеоімпульси** — це короткотермінове відхилення фізичного параметра, що несе інформацію (інформативного параметра), від усталеного значення (рис. 1.1). **Радіоімпульс** — це відрізок високочастотного колювання певної форми. Відеоімпульс можна трактувати як **обвідну** радіоімпульсу. Радіоімпульси широко застосовуються для передачі інформації каналами радіозв'язку, у телебаченні і радіоло-



кації. На практиці використовуються, як правило, не одиночні імпульси, а **послідовності імпульсів**, що повторюються через певний інтервал часу.

Імпульсні сигнали поділяються на періодичні і неперіодичні. **Періодичними** сигналами вважаються сигнали, значення яких повторюються через певний проміжок часу, який називається **періодом** сигналу. Сигнали, для яких зазначена вище умова не виконується, називаються **неперіодичними**.

За формою імпульси поділяються на прямокутні, трикутні, пилкоподібні, дзвоноподібні тощо (рис. 1.2). Слід зазначити, що наведені форми імпульсів є лише абстракцією, моделлю імпульсів. Форми реальних імпульсів відхиляються від ідеальних внаслідок спотворень і завад, що діють у каналах імпульсних пристроїв.

Параметри імпульсів. Імпульси характеризуються низкою параметрів. Розглянемо найважливіші з них.

Початкова частина імпульсу, яка характеризує наростання інформативного параметра, називається **фронтом** імпульсу. Кінцева частина імпульсу, де інформативний параметр спадає до усталеного значення називається **спадом** імпульсу. Частина імпульсу, що знаходиться між переднім і заднім фронтами називається **вершиною** імпульсу.

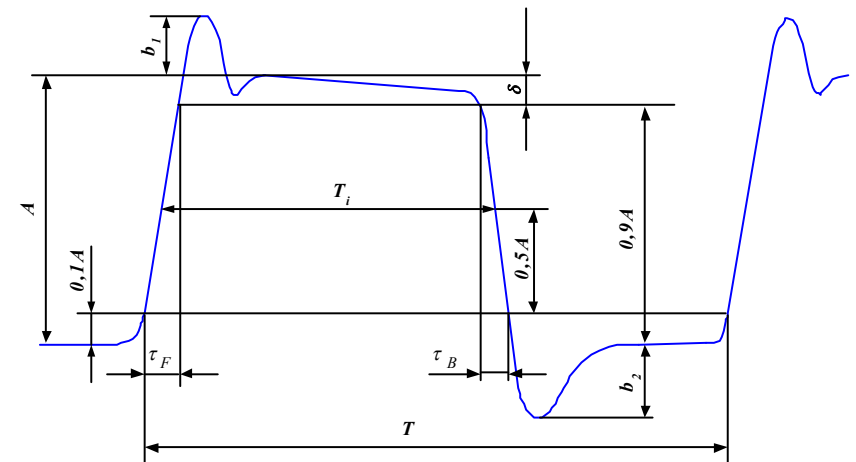


Рис. 1.3

Найбільше відхилення інформативного параметра сигналу від усталеного значення називається **амплітудою** імпульсу A (рис.1.3).

Тривалість імпульсу T_i — це відрізок часу, виміряний на рівні, що відповідає половині амплітуди.

Період повторення імпульсів T в імпульсній послідовності називається інтервал часу між двома сусідніми імпульсами в імпульсній послідовності.

Тривалість фронту імпульсів — це час τ_F наростання імпульсу від 0,1 до 0,9 амплітудного значення, або час спаду τ_B від 0,9 до 0,1 амплітудного значення.

Середнє квадратичне значення імпульсу — значення постійного струму, яке за однакові проміжки часу на однакових значеннях опору виділяється така сама потужність.

Середнє значення імпульсу — значення постійного струму, який через однаковий переріз провідника проносить такий самий заряд, як і заданий імпульс.

Нерівномірність вершини δ — різниця значень на початку і у кінці імпульсу.

Викид на вершині b_1 — короткочасне відхилення сигналу на вершині імпульсу у початковій його частині.

Викид в паузі b_2 — короткочасне відхилення сигналу після закінчення дії імпульсу.

1.2 Види імпульсних сигналів і способи їх зображення

Імпульсні сигнали можуть зображатися в аналітичній і графічній формі. **Аналітична форма запису** — це математичний вираз, який визначає закономірність зміни інформативного параметра від часу. Важливою властивістю імпульсних сигналів є наявність ділянок, швидкості зміни параметра на яких різко відрізняються. Саме тому аналітичні вирази імпульсного сигналу на різних ділянках різні. Наприклад, найбільш поширені імпульсні сигнали прямокутної форми зображаються таким математичним виразом:

$$u(t) = \begin{cases} 0 & \text{якщо } -\infty < t < 0 \\ U_m & \text{якщо } 0 \leq t < \tau \\ 0 & \text{якщо } \tau \leq t < \infty \end{cases} \quad (1.1)$$

Аналітична форма представлення імпульсів застосовується здебільшого для теоретичного аналізу імпульсних сигналів, виявленню причинних зв'язків між явищами, для адекватної інтерпретації результатів експериментальних досліджень.

Графічна форма зображення дає змогу наочно представити залежність інформативного параметру сигналу від часу. Графічну форму імпульсних сигналів можна отримати експериментально за допомогою сучасних електронних осцилографів.

Види сигналів

Однією з найважливіших ознак сигналів є характер зміни сигналу у часі і за інформативним параметром. За цією ознакою сигнали поділяються на **неперервні** або **аналогові** і **дискретні**. Часто зміну сигналу за інформативним параметром називають зміною за рівнем сигналу. Дискретні за рівнем

сигнали називають квантованими. У засобах вимірювання використовуються такі основні види сигналів.

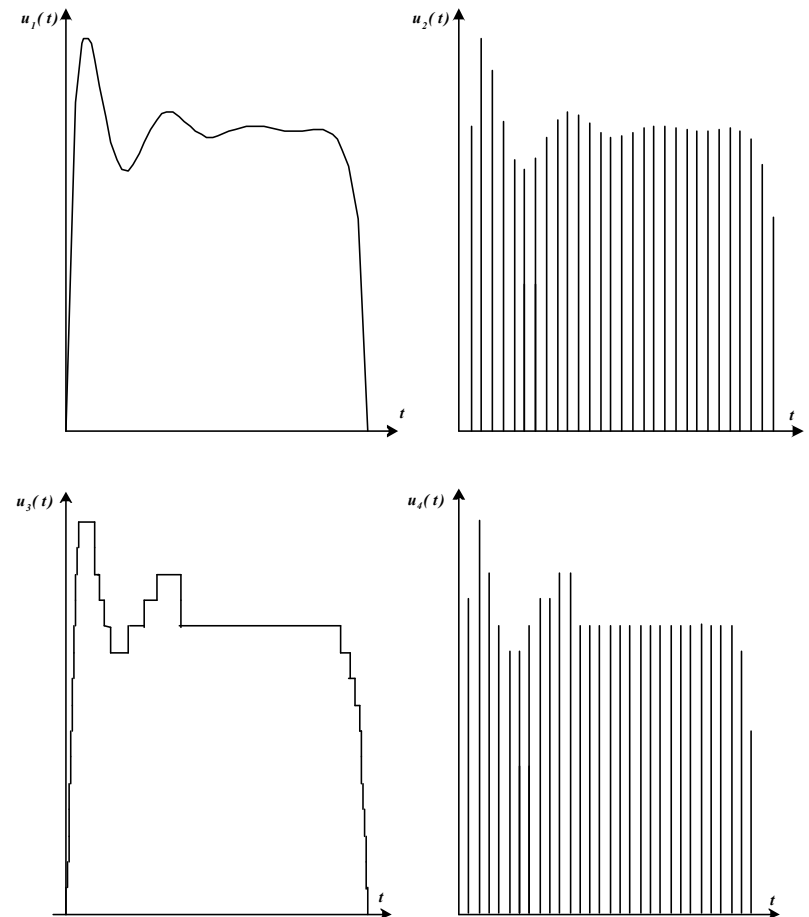


Рис. 1.4

1. Неперервні (аналогові) за інформативним параметром і за часом сигнали. Такі сигнали визначені у будь-який момент часу і можуть мати довільне значення у діапазоні значень. Прикладом таких сигналів є змінні, зокрема синусоїдні (гармонічні) струми і напруги. У гармонічних сигналах як інформативний параметр використовуються амплітуда, частота, фаза. Сигнали реальних об'єктів, інформативні параметри яких підлягають вимірюванню, здебільшого є неперервні за часом і за інформативним параметром.

2. Неперервні за інформативним параметром і дискретні за часом сигнали визначені тільки в окремі моменти часу. Дискретні за часом сигнали зручно обробляти сучасними вимірювальними пристроями та іншими пристроями для обробки інформації, тому аналогові сигнали досліджуваних об'єктів здебільшого перетворюють в дискретні сигнали. Перетворення неперервного (аналогового) сигналу у дискретний називається **дискретизацією** сигналу. Інтервал часу між сусідніми значеннями дискретного сигналу називається **інтервалом або періодом** дискретизації. Величина, обернена до періоду дискретизації називається **частотою** дискретизацією. Якщо інтервали часу між миттєвими значеннями сигналу однакові, то така дискретизація є **рівномірною**, а якщо неоднакові, то **нерівномірною**.

3. Сигнали, неперервні в часі і квантовані (дискретні) за інформативним параметром визначені в будь-який момент часу, а інформативний параметр може мати не всі значення, а тільки певну кількість дозволених значень (рівнів). Фізичні величини (сила, тиск, температура, струм, напруга тощо), які характеризують стан реальних об'єктів, здебільшого мають неперервний характер. Для обробки інформації, зокрема вимірювальної інформації, зручно застосовувати квантовані сигнали, оскільки для обробки таких сигналів розроблені високопродуктивні пристрої. Перетворення неперервних сигналів в квантовані називається **квантуванням** сигналу. Інтервал між двома сусідніми дозволеними рівнями називається **квантом**. Якщо інтервали між сусідніми дозволеними рівнями однакові, то таке квантування називається **рівномірним**, а якщо неоднакові, то **нерівномірним**.

4. Сигнали, дискретизовані в часі і квантовані за рівнем визначені в певні моменти часу і можуть мати тільки певні дозволени рівні. Саме такі сигнали використовуються у сучасних інформаційних технологіях і обробляються сучасними комп'ютерними і мікропроцесорними засобами.

Логічні сигнали. У цифровій техніці широко застосовуються **логічні (булеві)** величини, тобто величини, які можуть мати одне з двох можливих значень. Ці два значення прийнято позначати **логічним 0** і **логічною 1**. Крім того, у цифровій, мікропроцесорній і комп'ютерній техніці широко застосовується двійкова система числення, де кожен розряд має одне з двох можливих значень, які також позначаються **0** і **1**.

Логічні сигнали — це сигнали, що несуть логічну інформацію, тобто сигнали, інформативний параметр яких є логічною величиною і, отже, може мати одне з двох можливих значень: 0 або 1. На практиці знайшли широке застосування два види логічних сигналів: **імпульсні** і **потенціальні**. Якщо на початкових етапах розвитку цифрової техніки імпульсні логічні сигнали широко застосовувалися, то на сучасному етапі розвитку вони майже повністю витіснені потенціальними логічними сигналами.

Імпульсний логічний сигнал має значення логічної 1, якщо впродовж певного, заздалегідь визначеного інтервалу часу **присутній** імпульс певної амплітуди, і значення логічного 0, якщо впродовж цього інтервалу часу такий імпульс **відсутній** (рис. 1).

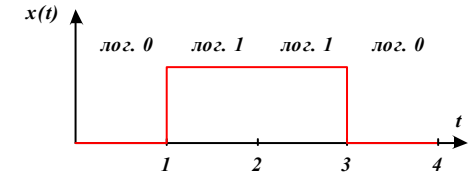


Рис. 1.5

У потенціальних логічних сигналів інформативним параметром, тобто параметром, що несе інформацію, є рівень сигналу. Потенціальний сигнал має значення логічного нуля, якщо сигнал має один певний рівень і значення логічної одиниці, якщо сигнал має інший, заздалегідь визначений рівень.

Система потенціальних логічних сигналів вважається **додатною**, якщо логічний 1 відповідає **вищій**, а логічному 0 — **нижчій** з двох можливих рівнів і **від'ємною (інверсною)**, якщо логічний 1 відповідає **нижчій**, а логічному 0 — **вищій** з двох можливих рівнів.

Вихідні і вхідні сигнали реальних цифрових пристроїв мають не два рівні або значення, а нескінченно велику кількість значень у заданому діапазоні. Для того, щоб такі сигнали несли логічну інформацію, діапазон можливих значень цих сигналів поділяють на такі піддіапазони (зони) (рис. 1.): піддіапазон (зона) значень логічного 0; піддіапазон (зона) значень логічної 1; заборонена зона, яка розділяє перші дві зони. Якщо аналоговий сигнал має будь-яке значення із зони логічної 1, то він сприймається як сигнал логічної 1. Аналогічно, сигнал сприймається як логічний 0, якщо він має будь-яке значення із зони логічного 0. Якщо ж сигнал має значення, що знаходяться у забороненій зоні, то це може призвести до неоднозначності, отже, до помилок і збоїв, тому потрібно вживати спеціальні заходи, щоб уникнути такої ситуації.

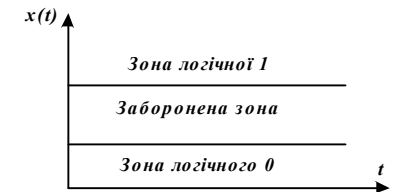


Рис. 1.6

Те, що одному значенню логічної величини ставиться у відповідність нескінченно велика кількість значень з певного піддіапазону, є проявом надлишковості у кодуванні інформації. чим більша ступінь надлишковості у кодуванні інформації, тим вища ступінь завадостійкості цієї інформації, отже, логічні сигнали є одними з найбільш завадостійких сигналів.

Типові елементарні сигнали і їх характеристики. В імпульсній техніці широко застосовуються такі типові елементарні сигнали, властивості яких відомі:

- ☐ одиничний імпульсний сигнал $\delta(t)$;
- ☐ одиничний ступінчастий сигнал $u(t)$;
- ☐ гармонійний сигнал $x(t)$;
- ☐ експоненціальний сигнал.

Одиничний імпульсний сигнал (рис. 1. а) має площу рівну одиниці, тобто добуток тривалості імпульсу T_i на амплітуду імпульсу A дорівнює 1 ($T_i \cdot A = 1$). Цей сигнал широко використовується для дослідження властивостей і характеристик сигналів у часовій області. Тривалість T_i одиничного імпульсу вибирається набагато меншою тривалості перехідних процесів у досліджуваному пристрої.

Одиничний ступінчастий сигнал описується таким аналітичним виразом:

$$u(t) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } t < 0 \\ 1, & \text{якщо } t \geq 0 \end{cases} \quad (1.2)$$

Цей сигнал також застосовується для дослідження властивостей і характеристик імпульсних пристроїв у часовій області, зокрема за допомогою одиничного ступінчатого сигналу знімається перехідна характеристика пристрою.

Для дослідження амплітудно-частотних і фазочастотних характеристик імпульсних пристроїв застосовується гармонійний сигнал (рис. 1. в), що має амплітуду U_m , циклічну частоту ω , початковий фазовий кут ϕ .

Експоненціальний сигнал описується аналітичним виразом

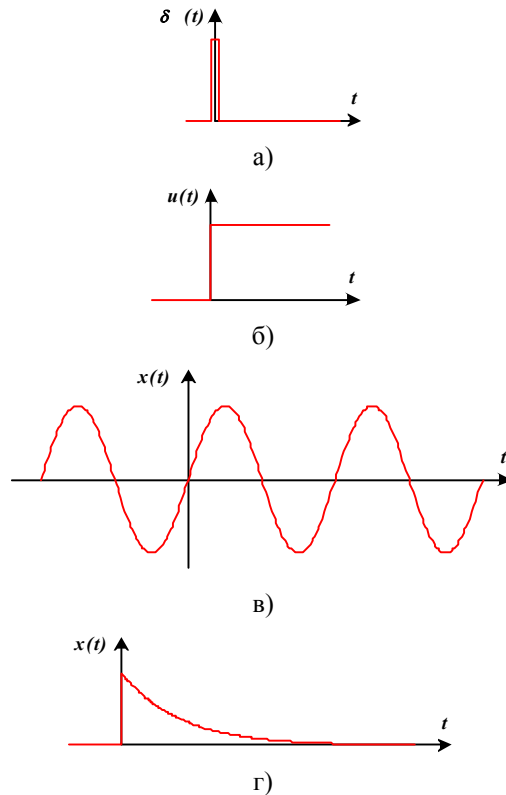


Рис. 1.7

$$u(t) = \begin{cases} 0, & \text{якщо } t < 0 \\ U_m \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}, & \text{якщо } t \geq 0 \end{cases}, \quad (1.3)$$

де U_m — амплітуда сигналу, тобто найбільше значення сигналу у початковий момент часу;

τ — стала часу, тобто величина, яка визначає тривалість експоненціального сигналу.

1.3 Розкладання сигналів на елементарні складові. Спектр сигналу.

У багатьох випадках для аналізу сигналів і кращого розуміння властивостей сигналів доцільно розкласти їх на елементарні сигнали, властивості яких добре вивчені. Найчастіше для цього використовують такі елементарні сигнали як гармонійні коливання, що описуються тригонометричними синусоїдними і косинусоїдними функціями. Широке використання гармонійних коливань для аналізу імпульсних сигналів довільної форми обумовлено тим, що під час дії таких гармонійних коливань на лінійні системи, вихідний сигнал також має форму гармонійних коливань. Тобто, лінійна система може змінити тільки амплітуду і фазу гармонійного коливання, але незмінною залишається форма і частота сигналу.

Періодичну послідовність імпульсів напруги (струму) з довільною формою імпульсу можна розкласти в **ряд Фур'є** на гармонічні складові, так звані гармоніки

$$u(t) = U_0 + U'_{1m} \cos(\omega_1 t) + U'_{2m} \cos(2\omega_1 t) + \dots + U'_{nm} \cos(n\omega_1 t) + \dots + U''_{1m} \sin(\omega_1 t) + U''_{2m} \sin(2\omega_1 t) + \dots + U''_{nm} \sin(n\omega_1 t) + \dots \quad (1.4)$$

де U_0 — постійна складова, або **нульова** гармоніка;

U'_{nm} , U''_{nm} — синфазна і квадратурна складові амплітуди U_{nm} n -ої гармоніки

$$U_{nm} = \sqrt{(U'_{nm})^2 + (U''_{nm})^2} \quad (1.5)$$

ω_1 — кругова частота першої, або **основної** гармоніки, яка пов'язана з періодом T послідовності імпульсів залежністю

$$\omega_1 = \frac{2\pi}{T} \quad (1.6)$$

Гармонічні складові імпульсних сигналів, частоти яких $2\omega_1, 3\omega_1, \dots, n\omega_1$ кратні частоті ω_1 основної гармоніки, називаються **вищими** гармоніками.

Початкові фази $\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_n$ гармонік визначаються за формулою

$$\psi_n = \arctg\left(\frac{U'_{nm}}{U''_{nm}}\right) \quad (1.7)$$

З урахуванням співвідношень (1.4), (1.5) представлення сигналу (1.4) гармонічними складовими можна записати у вигляді

$$u(t) = U_0 + U_{1m} \sin(\omega_1 t + \psi_1) + U_{2m} \sin(2\omega_1 t + \psi_1) + \dots + U_{nm} \sin(n\omega_1 t + \psi_n) + \dots \quad (1.8)$$

Представлення сигналу (1.4) гармонічними складовими спрощується для імпульсів, що мають певну симетричну форму. Наприклад, якщо послідов-

ність імпульсів симетрична відносно осі ординат (рис. 1.8), тобто якщо виконується умова $u(t) = u(-t)$, то розкладання сигналу (1.4) не міститиме синусоїдних складових і його можна записати у вигляді

$$u(t) = U_0 + U_{1m} \cos(\omega_1 t) + U_{2m} \cos(2\omega_1 t) + \dots + U_{nm} \cos(n\omega_1 t) + \dots \quad (1.9)$$

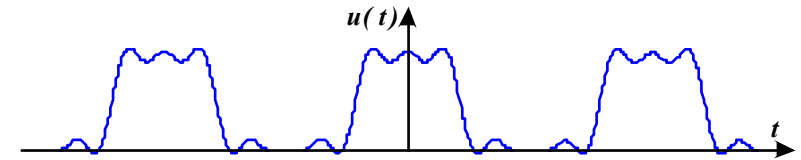


Рис. 1.8

Якщо послідовність імпульсів симетрична відносно початку координат (рис. 1.9), тобто якщо виконується умова $u(t) = -u(-t)$, то розкладання сигналу (1.4) не міститиме постійної складової і косинусоїдних складових і його можна записати у вигляді

$$u(t) = U_{1m} \sin(\omega_1 t) + U_{2m} \sin(2\omega_1 t) + \dots + U_{nm} \sin(n\omega_1 t) + \dots \quad (1.10)$$

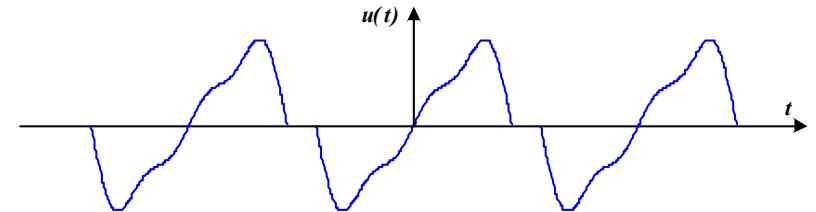


Рис. 1.9

Якщо послідовність імпульсів симетрична відносно осі абсцис (рис. 1.10), тобто якщо виконується умова $u(t) = -u(t + T/2)$, то розкладання сигналу (1.4) не міститиме постійної складової і гармонік з парними номерами

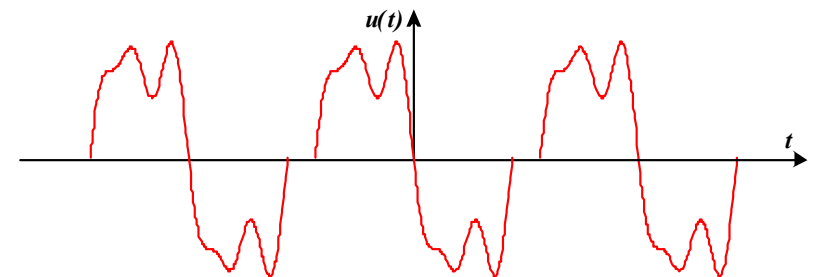


Рис. 1.10

$$u(t) = U_{1m} \sin(\omega_1 t + \psi_1) + U_{3m} \sin(3\omega_1 t + \psi_3) + \dots \quad (1.11)$$

Вираз (1.) для гармонічних складових сигналу значно спрощується, якщо цей сигнал має два види симетрії. Наприклад, якщо сигнал одночасно симетричний (рис. 1.) і відносно осі ординат $u(t) = u(-t)$, і відносно осі абсцис $u(t) = -u(t + T/2)$, то цей сигнал розкладається тільки на непарні косинусоїдні складові

$$u(t) = U_{1m} \cos(\omega_1 t) + U_{3m} \cos(3\omega_1 t) + U_{5m} \cos(5\omega_1 t) + \dots \quad (1.12)$$

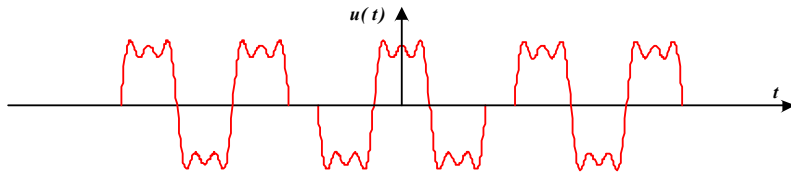


Рис. 1.11

Якщо ж сигнал симетричний (рис. 1.) і відносно початку координат $u(t) = -u(-t)$ і відносно осі абсцис $u(t) = -u(t + T/2)$, то такий сигнал розкладається тільки на непарні синусоїдні складові

$$u(t) = U_{1m} \sin(\omega_1 t) + U_{3m} \sin(3\omega_1 t) + U_{5m} \sin(5\omega_1 t) + \dots \quad (1.13)$$

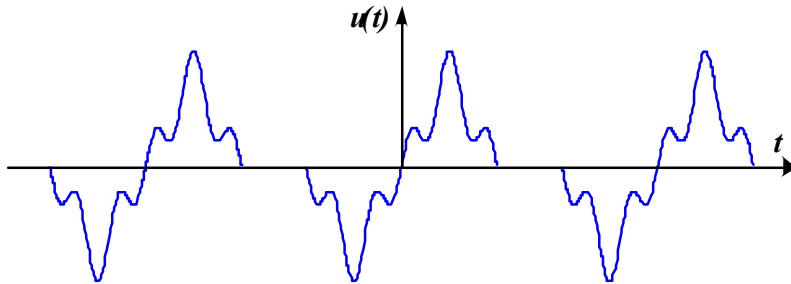


Рис. 1.12

Розглянемо приклади розкладання на гармонічні складові найпоширеніших послідовностей імпульсів.

Послідовність прямокутних імпульсів додатної полярності тривалістю τ періодом T амплітудою U_m (рис. 1.) розкладається на такі гармонічні складові

$$u(t) = U_0 + U_{1m} \cos(\omega_1 t) + U_{2m} \cos(2\omega_1 t) + \dots + U_{nm} \cos(n\omega_1 t) + \dots \quad (1.14)$$

де $U_0 = U_m \frac{\tau}{T}$ — постійна складова сигналу;

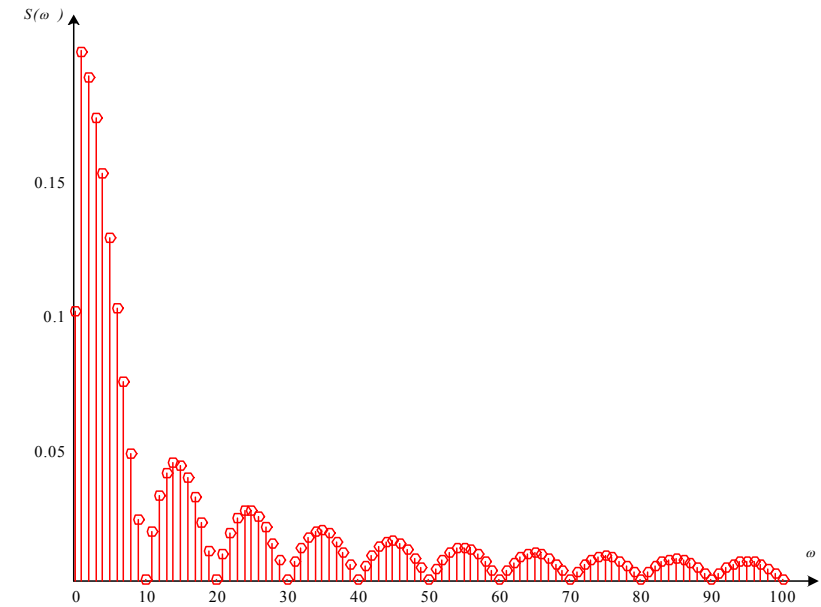
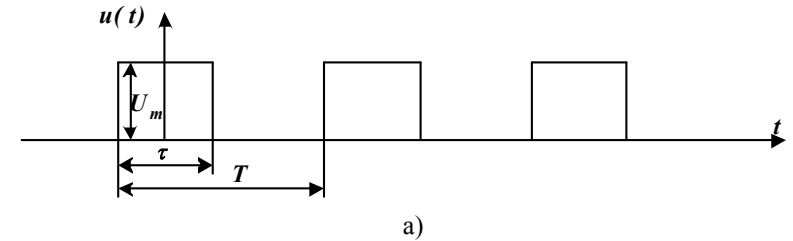


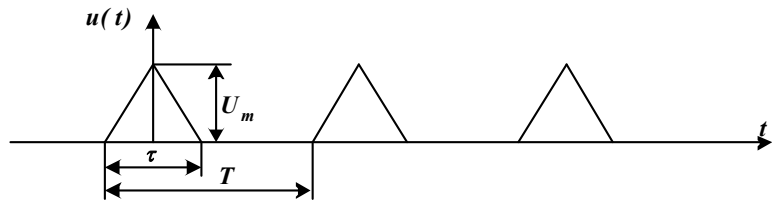
Рис. 1.13

$$U_{nm} = 2U_m \frac{\tau}{T} \frac{\sin \frac{k \omega_1 \tau}{2}}{\frac{k \omega_1 \tau}{2}} \quad \text{— амплітуда } n\text{-ної гармоніки.}$$

Послідовність трикутних імпульсів додатної полярності тривалістю τ періодом T амплітудою U_m (рис. 1.) розкладається на такі гармонічні складові

$$u(t) = U_0 + U_{1m} \cos(\omega_1 t) + U_{2m} \cos(2\omega_1 t) + \dots + U_{nm} \cos(n\omega_1 t) + \dots \quad (1.15)$$

де $U_0 = \frac{U_m \tau}{2T}$ — постійна складова сигналу;



а)

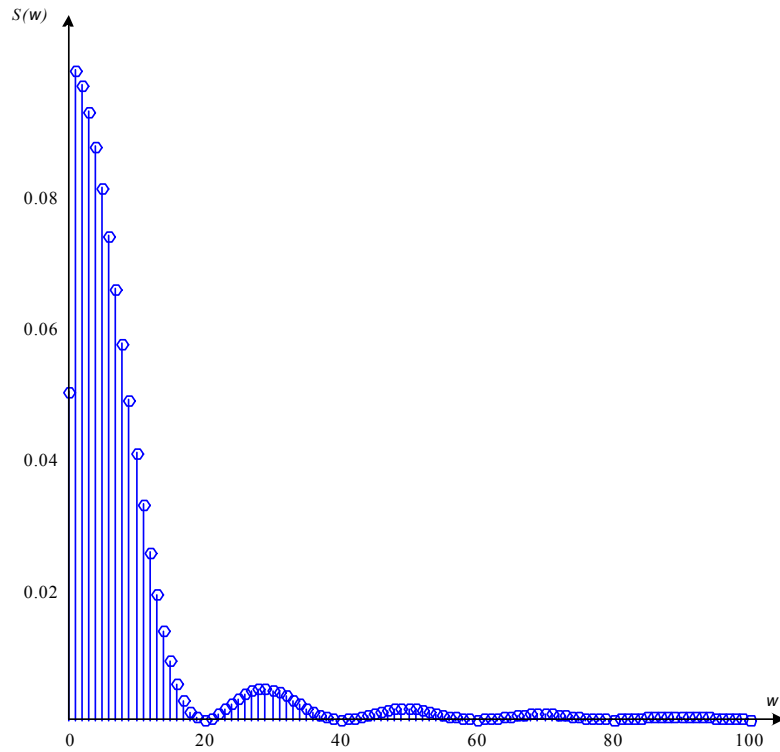
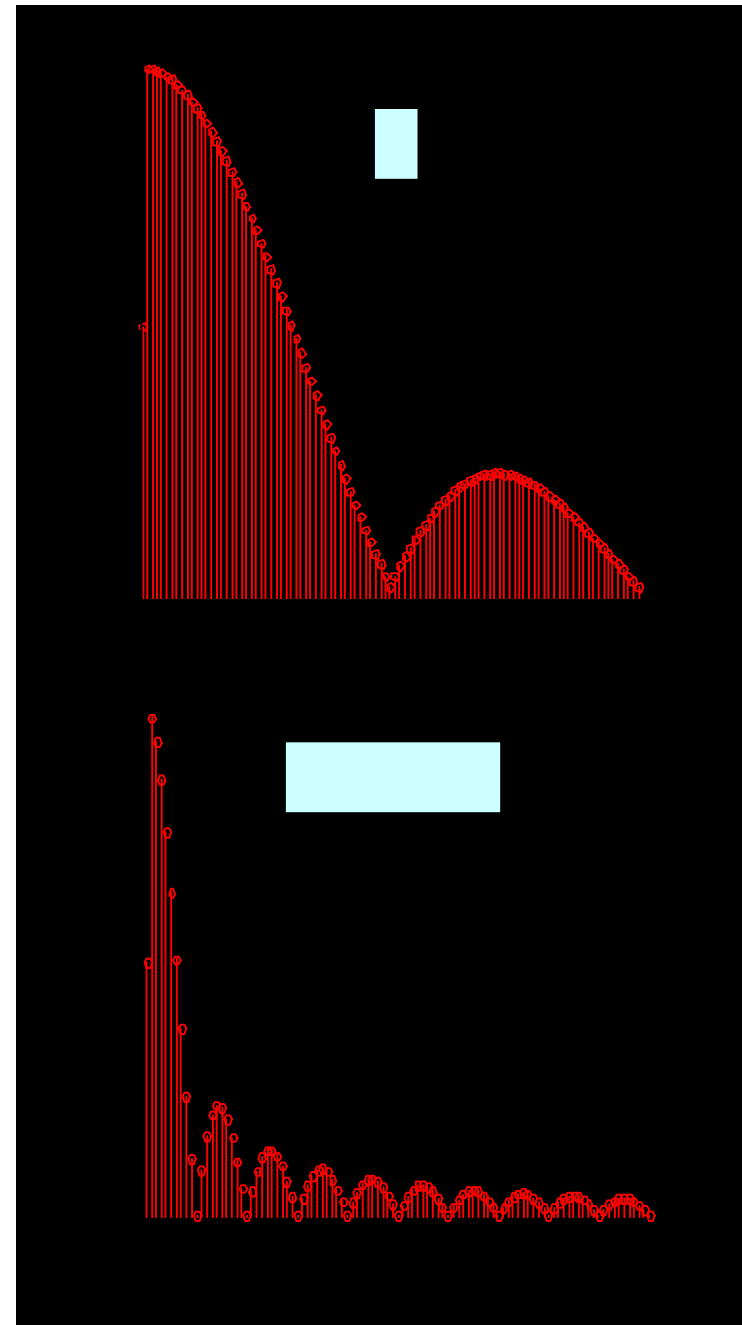


Рис. 1.14

$$U_{nm} = U_m \frac{\tau}{T} \left(\frac{\sin \frac{k \omega_1 \tau}{4}}{\frac{k \omega_1 \tau}{4}} \right)^2 \quad \text{— амплітуда } n\text{-ної гармоніки.}$$



Для забезпечення наочності і зручності аналізу гармонічні складові сигналів доцільно зображати на графіку як залежність амплітуди гармонік від частоти. Кожна гармоніка на частоті, кратній основній частоті $\omega_1 = 2\pi/T$ зображається відрізком, довжина якого у вибраному масштабі дорівнює амплітуді цієї гармоніки. Така залежність ампліту-

ди гармонік від частоти називається *амплітудним спектром* сигналу. На рисунку 1.8 як приклад наведено амплітудний спектр послідовності прямокутних імпульсів додатної полярності тривалістю τ періодом T амплітудою U_m , а на рис. 1.9 — амплітудний спектр трикутних імпульсів з такими самими параметрами.

Залежність форми амплітудного спектру від форми відеоімпульсу. Як видно з наведених прикладів, амплітудний спектр послідовності відеоімпульсів має аналогічну структуру і містить головну пелюстку і низку бокових пелюсток, амплітуда яких спадає по мірі віддалення від головної пелюстки. Амплітудний спектр послідовності відеоімпульсів характеризується такими параметрами:

ширина головної пелюстки на рівні, що становить половину від максимального;

рівень бокових пелюсток;

швидкість спаду бокових пелюсток.

Форма амплітудного спектру залежить від форми відеоімпульсу: зі збільшенням ступеня плавності відеоімпульсу збільшується ширина головної пелюстки, зменшується рівень бокових пелюсток, збільшується швидкість спаду бокових пелюсток. Так, прямокутний імпульс з різкими перепадами рівнів на початку і у кінці має найменшу ширину головної пелюстки, найбільший рівень бокових пелюсток, найменшу швидкість спаду бокових пелюсток.

Крім амплітудного спектра широко застосовується також *фазовий спектр*, тобто залежність від частоти початкових фаз гармонічних складових.

Залежність ширини спектра від тривалості і частоти імпульсів.

Між шириною амплітудного спектра імпульсу, яка визначається шириною головної пелюстки, і тривалістю імпульсу існує обернена залежність: чим більша тривалість імпульсу, тим менша ширина головної пелюстки спектра цього імпульсу. На рис. 1.15 наведено два імпульси, тривалість одного з них у п'ять разів більша за тривалість другого. Як видно з графіків ширина головної пелюстки короткого імпульсу у п'ять разів більша за ширину головної пелюстки більш тривалого імпульсу. Це пояснюється тим, що для апроксимації короткого імпульсу потрібні гармоніки з меншим періодом коливання, тобто більш високочастотні складові.

1.4 Завади, шуми, наводки

Крім сигналів, що несуть корисну інформацію, в каналах імпульсних пристроїв діють сигнали, які не несуть корисної інформації, а тільки заважають прийому і обробці корисних сигналів. Такі паразитні сигнали називаються **завадами**. Цей термін вперше почав застосовуватися в радіотехніці і позначав сторонні сигнали, які *заважали* прийому корисних сигналів. Згодом це термін поширився і на інші області техніки. Властивість технічного пристрою зберігати працездатність за умови дії завад називається **завадостійкістю**. Завадостійкість — одна з найважливіших характеристик технічних пристроїв.

Електричні коливання, миттєві значення яких змінюються хаотично, нерегулярно, непередбачуваним чином і мають широкий спектр називаються **шумами**. Цей термін також вперше з'явився вперше в області радіотехніки і означав спочатку хаотичні електричні коливання у звуковому діапазоні частот, які, діючи на навушки телефонів чи гучномовці, створювали звук, схожий на шум моря чи вітру. У подальшому цей термін узагальнили і шумом почали називати хаотичні коливання з широким спектром не тільки в звуковому, а й у будь-якому діапазоні частот. Широко застосовуються цей термін й у імпульсній техніці. Шум, спектр якого рівномірний в нескінченно широкій смузі частот від нуля до нескінченності називається **білим шумом**. Білий шум — це лише зручна математична модель для аналізу. Реальні сигнали можуть лише наближатися до цієї моделі.

За місцем виникнення завади поділяються на **внутрішні**, які виникають в каналах вимірювальних пристроїв і **зовнішні**, які виникають за межами вимірювальних пристроїв.

Одним з найбільш поширених внутрішніх шумів є шум, спричинений тепловим хаотичним рухом вільних електронів в матеріалі резистора, внаслідок чого напруга на резисторі має хаотичні випадкові коливання (так звані **флуктуації**) навколо середнього значення. Середнє квадратичне значення шумової напруги визначається формулою Найквіста, яка отримана на основі законів термодинаміки

$$U_n = \sqrt{4kTR \Delta f}, \quad (1.16)$$

де $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Вм} / (\text{Гц} \cdot \text{К})$ — стала Больцмана; T — термодинамічна температура, К; R — опір резистора, Ом; Δf — смуга частот коливань, Гц. Тепловий шум резистора має рівномірний спектр в дуже широкій смузі частот.

Транзистор має тепловий, дробовий та флікерний шуми.

Тепловий шум обумовлений хаотичним рухом носіїв заряду (електронів та дірок). Цей струм має таке ж походження як і шум резистора, тому сере-

дне квадратичне значення напруги теплового шуму транзистора оцінюється за формулою (1.) Найквіста.

Дробовий шум виникає в $p-n$ переходах біполярного транзистора і обумовлений дискретною структурою струму через $p-n$ переходи і нерівномірністю розподілу швидкостей руху носіїв заряду у спільному потоці. Дробовий шум характеризується середнім квадратичним значенням, яке визначається за формулою

$$i_{dp} = \sqrt{2qI\Delta f}, \quad (1.17)$$

де q — заряд носія; I — струм через $p-n$ перехід; Δf — смуга частот.

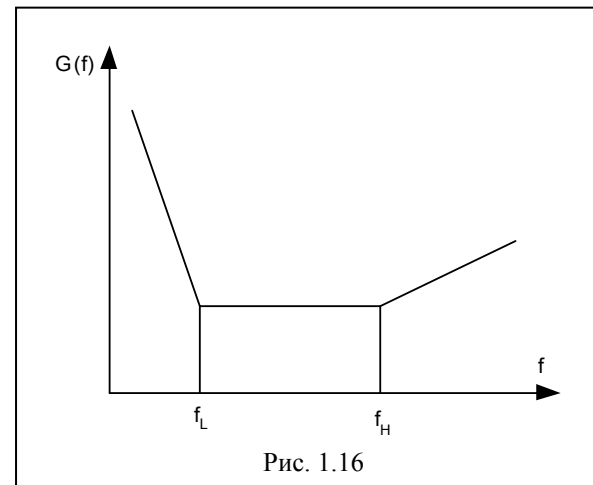


Рис. 1.16

На електричних еквівалентних схемах дробовий шум моделюється генератором струму.

В області нижніх частот переважають так звані шуми мерехтіння або флікер-шуми, обумовлені процесами рекомбінації носіїв заряду у поверхневому шарі напівпровідника. Інтенсивність поверхневих флікер-шумів змінюється обернено

пропорційно частоті.

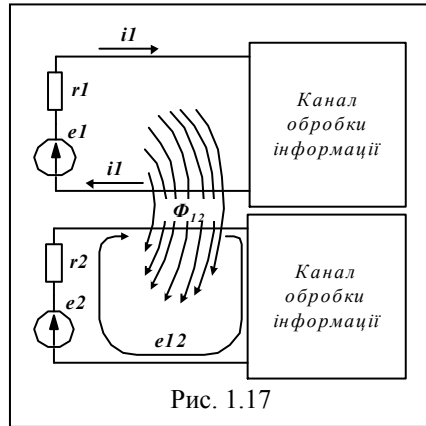
На рис. 1.16 наведений спектр шуму транзистора у логарифмічному масштабі.

В області нижніх частот, до частоти f_L переважає флікер-шум. В області середніх частот шум визначається тепловою і дробовою складовими. В області верхніх частот рівень шуму зростає, що обумовлено зменшенням коефіцієнта підсилення транзистора на верхніх частотах.

До внутрішніх відносяться також шуми, обумовлені неякісними контактами, а також термоЕРС, що виникають в місцях контакту двох провідників з різного матеріалу.

Канали обробки і передачі вимірювальної інформації через **взаємні індуктивні** і **ємнісні зв'язки** впливають один на одного, чим створюють **взаємні завади** один одному. Частина сигналу одного каналу, яка через взаємні індуктивні і ємнісні зв'язки проникає у розміщений поблизу сусідній канал часто називають **наводкою**. Особливо велику за інтенсивністю наводку

створюють електричні кола живлення на високочутливі вхідні пристрої вимірювальних приладів. На рис. 1. наведено виникнення взаємної завади між двома каналами обробки інформації через взаємний індуктивний зв'язок. Під дією електрорушійної сили джерела сигналу $e_1(t)$ у першому каналі по контуру протікає струм $i_1(t)$. Контур зі струмом є джерелом магнітного потоку, частина якого $\Phi_{12}(t)$ зчеплена з контуром другого каналу. Магнітний потік $\Phi_{12}(t)$, відповідно до закону електромагнітної індукції, наводить у контурі другого каналу електрорушійну силу $e_{12}(t)$, яка, додаючись до інформативної електрорушійної сили другого каналу $e_2(t)$, спотворює інформативний сигнал і заважає його прийому.



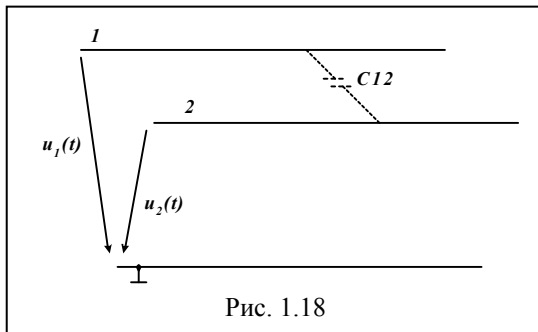
Дія взаємної завади через взаємний ємнісний зв'язок між каналами наведено на рис. 1.18. Сигнальні проводи першого і другого каналів знаходяться під різними напругами $u_1(t)$ і $u_2(t)$ до спільної шини з нульовим потенціалом. Між сигнальними провідниками існує розподілена ємність на одиницю довжини. Еквівалентна зосереджена ємність між двома проводами $C12$ враховує розподілену ємність на всій довжині провідника. Під дією різниці потенціалів $u_1(t)-u_2(t)$ через ємність $C12$ з одного каналу у інший будуть проникати завади.

Зовнішні завади поділяються на промислові, атмосферні і космічного походження.

Промислові завади створюються в результаті дії електромагнітних полів різних електротехнічних пристроїв: ліній електропередач, трансформаторних підстанцій, електроулаштування промислових підприємств, контактних мереж електротранспорту.

До **атмосферних** відносяться **завади**, спричинені різними атмосферними явищами: грозовими розрядами, магнітними бурями, північним сяйвом.

Космічні завади спричинені електромагнітним випромінюванням Сонця,



видимих і невидимих зірок та інших космічних об'єктів.

За характером дії на вхід вимірювального пристрою завади поділяються на **синфазні**, або **поздовжні завади** і **диференціальні**, або **поперечні завади**. Синфазні завади називаються також **завадами загального виду**, а диференціальні — **завадами нормального виду**. Поперечні завади діють як і вимірювальний сигнал між **вхідними полюсами** імпульсного пристрою, а поздовжні діють між **точкою заземлення** і **вхідними полюсами** імпульсного пристрою. На рис. 1.19 наведено схему дії поперечної і поздовжньої завад. Поперечна завада представлена електрорушійною силою e_d , що діє між двома сигнальними проводами на вході каналу обробки інформації. Поздовжня завада представлена джерелом сигналу з електрорушійною силою e_d і внутрішнім повним опором Z_d , яке увімкнене між точками заземлення джерела сигналу і каналу обробки інформації. між середніми точками джерела сигналу і каналу обробки інформації увімкнені комплексні опори заземлення $Z1$ і $Z2$.

Для оцінки дії завад шумів і наводок на вимірювальні пристрої застосовуються такі характеристики.

Відношення сигнал/шум (в англійській літературі signal noise ratio— SNR) визначається як відношення потужності сигналу P_S до потужності шуму P_N

$$k = P_S / P_N. \quad (1.18)$$

Часто відношення сигнал/шум виражають в логарифмічних одиницях — **децибелах** або **неперах**

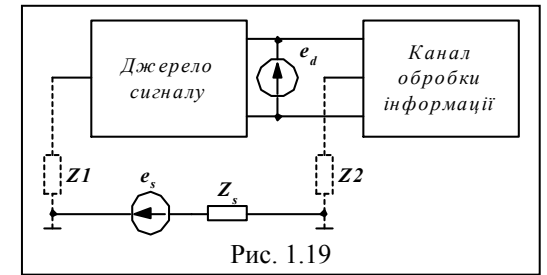
$$k_{dB} = 10 \lg(P_S / P_N); \quad k_{Hn} = \ln(P_S / P_N). \quad (1.19)$$

Вхідний сигнал вимірювального перетворювача або вимірювального пристрою в цілому, для якого відношення сигнал/шум дорівнює одиниці, називається **порогом чутливості**.

Для характеристики впливу шуму на вимірювальний перетворювач застосовується коефіцієнт шуму, який визначається як відношення сигнал/шум на вході $(P_S / P_N)_{вх}$ до відношення сигнал/шум $(P_S / P_N)_{вих}$ на виході вимірювального перетворювача

$$F = \frac{(P_S / P_N)_{вх}}{(P_S / P_N)_{вих}}. \quad (1.20)$$

Часто коефіцієнт шуму як і відношення сигнал/шум виражають у логарифмічних одиницях



$$F_{dB} = 10 \lg \frac{(P_S/P_N)_{ex}}{(P_S/P_N)_{вх}}; \quad F_{Hn} = \ln \frac{(P_S/P_N)_{ex}}{(P_S/P_N)_{вх}}. \quad (1.21)$$

Контрольні запитання і завдання

1. Що називається сигналом?
2. Які параметри називаються інформативними?
3. Для чого застосовуються відеоімпульси і радіоімпульси?
4. Якими параметрами характеризуються імпульси?
5. Що таке дискретизація і квантування?
6. Для чого застосовується розкладання періодичного сигналу на гармоніки?
7. Що таке амплітудний спектр сигналу?
8. Що називається завадою?
9. Які завади вважаються поперечними, а які поздовжніми?
10. Що таке поріг чутливості пристрою?

РОЗДІЛ 2. ЕЛЕМЕНТИ ІМПУЛЬСНОЇ ТА ЦИФРОВОЇ ТЕХНІКИ

Пристрої імпульсної і цифрової техніки, призначені для генерації, підсилення, формування, обробки сигналів, складаються з великої кількості різноманітних елементів, що мають певні властивості. Аналіз властивостей і характеристик елементів дає змогу зрозуміти суть процесів, які відбуваються в пристроях обробки імпульсної інформації і на основі цього виробити рекомендації для синтезу оптимальної структури таких пристроїв, розробити ефективні алгоритми обробки інформації.

Сукупність типів елементів, з яких виготовлено імпульсний чи цифровий пристрій називається **елементною базою** пристрою. На початкових етапах розвитку для імпульсних і цифрових пристроїв застосовувалися дискретні, тобто виготовлені як окремі вироби елементи — резистори, конденсатори, дроселі, трансформатори, діоди, транзистори тощо, тобто такі пристрої виготовлялися на **дискретній елементній базі**. Одна з основних умов розвитку електроніки є розвиток і вдосконалення елементної бази, поліпшення технічних характеристик елементів.

Із запровадженням у виробництво інтегральних технологій виготовлення елементів почався якісно новий етап розвитку імпульсної і цифрової техніки, коли електронні пристрої виготовлялися на основі інтегральних мікросхем, тобто на **інтегральній елементній базі**. Перехід на інтегральну елементну базу призвів до поліпшення у багато разів показників якості електронних пристроїв. У багато разів зменшилися розміри і маса пристроїв, споживання електричної енергії, зросла надійність цих пристроїв, ускладнилися їх функціональні можливості. Саме завдяки цьому почалося широке впровадження електронних пристроїв в усі сфери людської діяльності.

2.1 Загальні відомості про елементи імпульсної та цифрової техніки

Імпульсні сигнали, що несуть інформацію, обробляються спеціальними технічними пристроями, які називаються **імпульсними пристроями**. Імпульсні пристрої виконують такі функції як генерування імпульсних сигналів, формування імпульсів заданої форми, різноманітну обробку цих сигналів. Імпульсні пристрої складаються з різноманітних елементів імпульсної техніки, за допомогою яких здійснюється елементарні операції над імпульсними сигналами.

Елементи, у яких відбувається необоротне перетворення електричної енергії у теплову називаються **нереактивними** елементами. До нереактивних елементів слід віднести резистори різних видів, реостати, потенціометри. Елементи, які у певні проміжки часу накопичують енергію, а потім віддають накопичену енергію, тобто елементи, які обмінюються енергією з джерелом енергії називаються **реактивними** елементами. До реактивних еле-

ментів належать котушки індуктивності, соленоїди, обмотки різних пристроїв. У цих елементах енергія накопичується у магнітному полі. Крім елементів, у яких енергія накопичується у магнітному полі, широко застосовуються реактивні елементи, у яких енергія накопичується в електричному полі. Це різного роду і типу конденсатори.

Елементи і пристрої, які містять внутрішні джерела енергії, називаються **активними**, а елементи і пристрої, у яких внутрішні джерела енергії відсутні, називаються **пасивними**.

Елементи, які виробляють електричну енергію, називаються **генераторними** елементами. До генераторних елементів належать гальванічні елементи, акумулятори. Елементи, що споживають електричну енергію, належать до **споживачів**.

За залежністю вихідної величини від вхідної елементи поділяються на лінійні й нелінійні. У **лінійних** елементів вихідна величина лінійно залежить від вхідної. Лінійними елементами вважаються у більшості випадків резистори, котушки індуктивності без феромагнітних магнітопроводів, конденсатори. **Нелінійними** елементами вважаються елементи, вихідна величина яких нелінійно залежить від вхідної. До нелінійних елементів належать майже всі напівпровідникові компоненти: діоди, біполярні і польові транзистори, тиристори тощо.

За технологією виготовлення елементи поділяються на **дискретні**, якщо вони виготовляються як окремі вироби й **інтегральні** елементи, які виготовляються у єдиному технологічному процесі у вигляді інтегральних мікросхем. Інтегральні елементи мають розміри у тисячі і десятки тисяч менші за розміри дискретних елементів, споживають набагато менше енергії, на них менше впливають сторонні чинники. Крім того, інтегральні елементи мають у багатьох випадках кращі електричні характеристики ніж дискретні елементи, тому поступово витісняють дискретні елементи із традиційних галузей їх застосування.

2.2 Ідеальні елементи і схеми заміщення реальних елементів

У реальних елементах імпульсної техніки здійснюються складні фізичні процеси перетворення енергії. Щоб вивчати і аналізувати такі складні процеси доцільно виділити основні характеристики елементів і знехтувати другорядними характеристиками, які мають незначний вплив на процеси, що аналізуються, проте різко ускладнюють аналіз процесів. Таке спрощення, або **ідеалізація** широко застосовується у різноманітних галузях науки і техніки. Наприклад, у механіці широко використовуються такі ідеалізовані об'єкти як *матеріальна точка*, *абсолютно тверде тіло*, у термодинаміці — *ідеальний газ*, в оптиці — *абсолютно чорне тіло* тощо. Широко використовуються ідеальні об'єкти і в електротехніці і радіoeлектроніці, зокрема в імпульсній техніці.

Ідеальний резистивний елемент. Одним з найбільш поширених ідеальних об'єктів, які використовуються як ідеальні елементи імпульсної техніки є резистивний елемент. Резистивний елемент як ідеальний об'єкт характеризується тільки одним параметром — опором (R), або оберненою величиною — провідністю (G). Вважається, що у резистивному елементі вся електрична енергія перетворюється на теплову. Умовне графічне зображення ідеального резистивного елемента наведено на рис. 2.1 а. Залежність вихідної величини резистивного елемента — струму від вхідної — напруги визначається законом Ома

$$i = G \cdot u = \frac{1}{R} \cdot u. \quad (2.1)$$

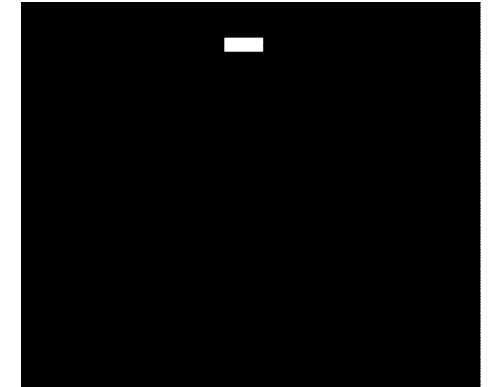
і наведена на рис. 2.1 б.

Електрична енергія, що споживається резистивним елементом, визначається законом Джоуля-Ленца

$$W = i \cdot u \cdot t = i^2 \cdot R \cdot t = u^2 \cdot G \cdot t. \quad (2.1)$$

Реальними прототипами цього ідеального елемента є такі реальні елементи як дискретні і інтегральні резистори, реостати, потенціометри, нагрівальні елементи побутових і промислових пристроїв, нитки розжарювання в освітлювальних лампах тощо. На відміну від ідеального резистивного елемента реальні елементи крім опору характеризуються також такими параметрами як індуктивність і ємність, тобто у реальних резистивних елементах крім основного перетворення електричної енергії у теплову здійснюється також накопичення енергії в електричному і магнітному полях. Під час ідеалізації такими процесами нехтують, оскільки їх роль другорядна і їх вплив на основні процеси незначний. Крім того, у реальних елементів залежність між вихідною величиною (струмом) і вхідною (напругою) здебільшого **нелінійна**. Нелінійністю реальних елементів також нехтують, переходячи до моделі ідеального резистивного елемента.

Ідеальний ємнісний елемент. Ще одним ідеальним об'єктом, який широко використовують для аналізу процесів в імпульсних пристроях є ідеальний ємнісний елемент, у якому під дією електричної напруги накопичується електричний заряд і створюється електричне поле, таким чином в ємнісному елементі здійснюється перетворення електричної енергії в енер-



гю електричного поля. Ідеальний ємнісний елемент має один параметр — ємність (C), яка характеризує здатність елемента накопичувати електричний заряд. Електричний заряд q , що накопичується на електродах ємнісного елемента прямо пропорційний прикладеній напрузі

$$q = C \cdot u. \quad (2.1)$$

Електрична енергія, що накопичується в електричному полі елемента, визначається формулою

$$E_C = \frac{C \cdot U^2}{2}. \quad (2.2)$$

Умовне графічне позначення ємнісного елемента наведено на рисунку 2.2 а, а залежність заряду від прикладеної напруги (2.2) — на рис. 2.2 б.

Ідеальний індуктивний елемент. Ідеальний індуктивний елемент — це елемент, електричний струм у якому створює магнітне поле і таким чином електрична енергія перетворюється в енергію магнітного поля. Індуктивний елемент характеризується тільки одним параметром — індуктивністю L , яка характеризує здатність елемента накопичувати енергію у магнітному полі. Умовне графічне зображення індуктивного елемента на принципових схемах відповідно до державних стандартів наведено на рисунку 2.3 а. Інтенсивність магнітного поля, створеного струмом I в індуктивному елементі з індуктивністю L , характеризується потокозчепленням Ψ . Залежність потокозчеплення Ψ індуктивного елемента від струму I визначається формулою

$$\Psi = L \cdot I \quad (2.3)$$

і зображена на рис. 2.3 б.

Магнітна енергія, що накопичується в магнітному полі елемента, визначається формулою

$$E_L = \frac{L \cdot I^2}{2}. \quad (2.4)$$

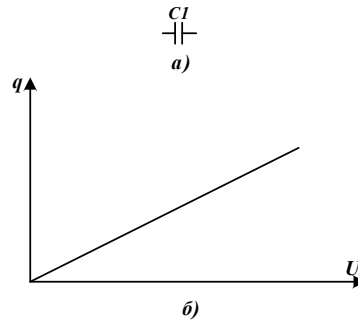


Рис. 2.2

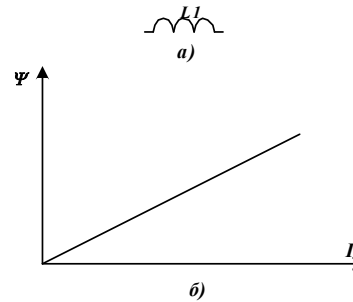


Рис. 2.3

Ідеальні резистивний, ємнісний та індуктивний елементи належать до пасивних елементів. Крім пасивних ідеальних елементів для аналізу процесів в електричних колах широко застосовуються також ідеальні активні елементи.

Ідеальне джерело напруги. Ідеальне джерело напруги — це ідеальний елемент, який характеризує перетворення в електричну енергію інших видів енергії: механічної, теплової, світлової тощо. Ідеальне джерело напруги має тільки один параметр — електрорушійну силу E , значення якої не залежить від опору споживача, що приєднаний до даного джерела. Внутрішній опір такого елемента дорівнює нулю. Умовне графічне позначення ідеального джерела напруги наведено на рисунку 2.4 а, а залежність вихідної напруги джерела від струму зображена на рис. 2.4 б. Ідеальне джерело напруги широко застосовується для адекватного відображення електромагнітних процесів у напівпровідникових елементах: діодах, транзисторах, тиристорах тощо.

Ідеальне джерело струму.

Ідеальний елемент характеризує перетворення в електричну енергію інших видів енергії і має тільки один параметр — струм, який не залежить від опору, включеного на виході цього ідеального джерела. Ідеальне джерело струму має нескінченно великий внутрішній опір. Умовне графічне зображення ідеального джерела струму, відповідно до державних стандартів, наведено на рисунку 2.5 а, а залежність вихідного струму джерела від напруги зображена на рис. 2.5 б. Реальними прототипами ідеальних джерел струму є джерела струму, створені на базі напівпровідникових елементів. Особливо широкого поширення набули джерела струму, створених за допомогою інтегральних напівпровідникових технологій. Такі джерела струму входять до складу багатьох аналогових і цифрових мікросхем і багато у чому визначають їх якісні характеристики.

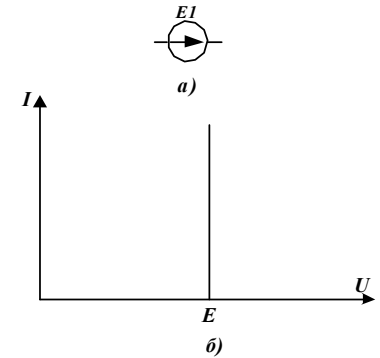


Рис. 2.4

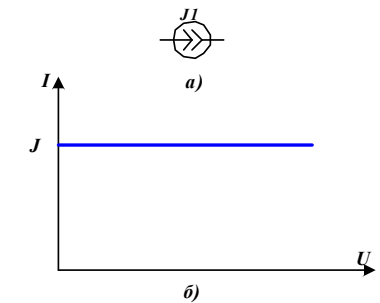


Рис. 2.5

Керовані ідеальні джерела. Подальшим узагальненням ідеальних джерел напруги і струму є керовані ідеальні джерела, тобто джерела, вихідна величина яких залежить від вхідної величини. Залежно від виду керуючого сигналу і вихідної величини керовані ідеальні джерела поділяються на такі види:

- ☐ джерело напруги кероване напругою (рис. 2.6, а);
- ☐ джерело напруги кероване струмом (рис. 2.6, б);
- ☐ джерело струму, кероване напругою (рис. 2.6, в);
- ☐ джерело струму, кероване струмом (рис. 2.6, г).

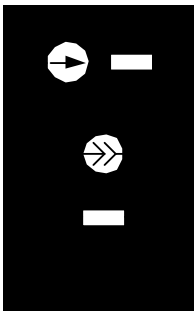
Моделі реальних елементів і пристроїв. У реальних елементах і пристроях відбуваються складні процеси перетворення енергії і тому для

адекватного відображення таких складних процесів необхідно не один, а кілька ідеальних елементів. Така система ідеальних елементів, яка адекватно відображає процеси в реальному елементі, називається **схемою заміщення, еквівалентною схемою**, або **моделлю** реального пристрою. Наприклад, у реальних резисторах і реостатах крім основного процесу перетворення електричної енергії у теплову відбуваються також процеси накопичення енергії в електричному і магнітному полях, тобто такі реальні елементи характеризуються не тільки опором, а також певною індуктивністю і ємністю. Реальні котушки індуктивності і соленоїди крім індуктивності, характеризуються такими параметрами як опір провідника, яким намотані ці пристрої, а також ємністю. Реальні конденсатори крім ємності, характеризуються також, особливо на високих частотах, опором і індуктивністю.

Розглянемо, як приклад, моделі реальних джерел енергії. У реальних джерелах крім основного процесу перетворення в електричну енергію інших видів енергії відбувається також часткове зворотне перетворення електричної енергії у теплову, яку відносять до втрат енергії.

Втрати енергії враховуються таким параметром реальних джерел енергії як внутрішній опір (r), або обернена йому величина — внутрішня провідність. Реальні джерела енергії на постійному струмі мають дві схеми заміщення: послідовну (рис. 2.6) і паралельну (рис. 2.7).

Послідовну схему заміщення доцільно застосовувати у разі, якщо опір споживача R_L , що живиться від даного джерела енергії набагато більший внутрішнього опору R_i джерела $R_L \gg R_i$, а паралельну — якщо провідність споживача G_L набагато більша внутрішньої провідності G_i



джерела енергії $G_L \gg G_i$. Залежність напруги на виході реального джерела напруги від струму, або так звана зовнішня характеристика джерела наведена на рисунку 2.7. Відрізок який відтинає графік зовнішньої характеристики на осі ординат дорівнює електрорушійній силі джерела E , а внутрішній опір пропорційний $\tan \alpha$.

Залежність вихідного струму реального джерела струму від напруги наведена на рисунку 2.8. відрізок, який відтинає графік на осі ординат дорівнює струму джерела, а внутрішня провідність пропорційна $\tan \beta$.

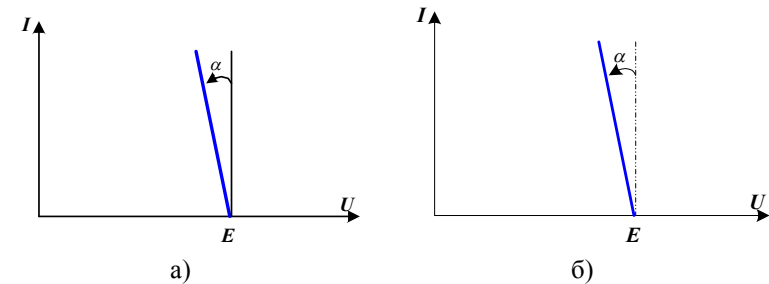


Рис. 2.8

2.3 Статичні і динамічні характеристики та параметри елементів імпульсної техніки

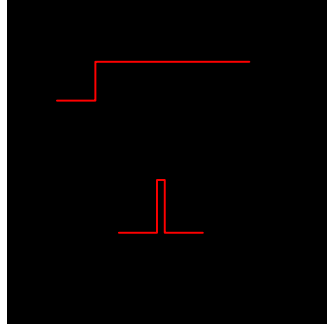
Елементи імпульсної техніки можуть працювати у статичному і динамічному режимах. **Статичним режимом** роботи елемента чи пристрою називається режим роботи, у якому вхідні і вихідні величини — **сталі**. Насправді ж стала величина це тільки зручна математична модель, яка застосовується для теоретичного аналізу. У природі всі величини змінюються з тією чи іншою швидкістю, реальні елементи і пристрої, внаслідок інерції, також не миттєво реагують на вхідні сигнали, тому **статичним режимом** реального елемента чи пристрою слід вважати такий режим, коли інерційними властивостями цих пристроїв можна знехтувати у порівнянні з швидкістю зміни вхідного вимірюваного сигналу.

Статичною характеристикою пристрою називається залежність вихідної величини пристрою від вхідної, за умови, що вхідна величина змінюється настільки повільно, що інерційними властивостями пристрою можна знехтувати. Однією з різновидів статичної характеристики є вольт-амперна характеристика електротехнічного чи електронного пристрою.

Динамічним режимом роботи засобу вимірювання вважається режим роботи, в якому динамічні характеристики пристроїв, обумовлені інерційністю, суттєво впливають на результат вимірювання.

Динамічними характеристиками пристроїв вважаються характеристики, які визначають здатність пристрою швидко реагувати на вхідний сигнал і залежать від інерційних властивостей пристрою. Широко застосовуються такі динамічні характеристики: перехідна характеристика, імпульсна перехідна характеристика, амплітудно-частотна та фазочастотна характеристики.

Перехідною характеристикою пристрою називається реакція, тобто вихідний сигнал пристрою, якщо на його вході діє ступінчастий сигнал одиничної амплітуди (рис. 2.8 а).



Імпульсною перехідною характеристикою називається реакція пристрою на вхідний сигнал у вигляді дуже короткого імпульсу (рис. 2.8 б).

Амплітудно-частотною характеристикою пристрою називається залежність від частоти відношення амплітуди вихідного синусоїдного сигналу до амплітуди вхідного синусоїдного сигналу

$$K(\omega) = \frac{A_y(\omega)}{A_x(\omega)}. \quad (2.5)$$

Фазочастотною характеристикою пристрою називається залежність від частоти різниці фаз вихідного і вхідного синусоїдного сигналів

$$\varphi(\omega) = \varphi_y(\omega) - \varphi_x(\omega). \quad (2.6)$$

Амплітудно-частотна і фазочастотна характеристики можна трактувати як складові **комплексної частотної характеристики** вимірювального перетворювача

$$K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)} = \frac{A_y(\omega)}{A_x(\omega)} e^{j[\varphi_y(\omega) - \varphi_x(\omega)]}. \quad (2.7)$$

Різниця між похибкою у динамічному режимі, тобто в режимі вимірювання змінної в часі величини і статичною похибкою, яка відповідає значенню вимірюваної величини в даний момент часу називається **динамічною похибкою**. Динамічна похибка обумовлена інертністю засобів вимірювання при дії на них змінних у часі величин.

2.4 Пасивні елементи імпульсної техніки

Елементи, що не містять внутрішніх джерел енергії, прийнято вважати пасивними елементами. До таких елементів належать резистори, конденсатори, котушки індуктивності, імпульсні трансформатори тощо. Електронна промисловість випускає пасивні елементи як у вигляді окремих (дискретних) елементів, так і у вигляді наборів елементів (матриць). Пасивні елементи входять також до складу інтегральних мікросхем і виготовляються ра-

зом з напівпровідниковими елементами (діодами, транзисторами) у єдиному технологічному процесі.

Резистори

Резистори — це одні з найпоширеніших пасивних елементів імпульсних пристроїв, за допомогою яких здійснюється регулювання і розподіл електричної енергії між елементами схеми.

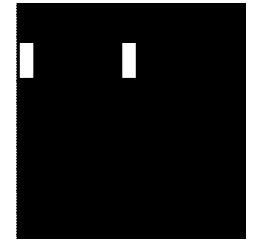
Залежно від призначення резистори поділяються на резистори загального і спеціального призначення. Резистори спеціального призначення поділяються на високоомні, високовольтні, прецизійні.

Резистори поділяються на постійні і змінні, залежно від можливості змінювати опір резистора.

Залежно від матеріалу, що використовується для створення провідного шару, резистори поділяються на дротяні, недротяні, металофольгові. У дротяних і металофольгових резисторах провідний елемент у вигляді дроту чи фольги наноситься на непровідну основу. Матеріалом для виготовлення провідних елементів служить манганін і ніхром.

Непровідні резистори можна поділити на такі групи: вуглецеві і боровуглецеві; металодіелектричні; композиційні; напівпровідникові.

Реальні резистори, крім опору, мають також індуктивність і ємність. Ці паразитні параметри враховуються на еквівалентних схемах заміщення резисторів (рис. 2.10).



Основні параметри резисторів

Резистори характеризуються такими основними параметрами.

Номінальне значення опору. Відповідно до державних стандартів встановлено шість рядів номінальних значень: E6, E12, E24, E48, E96, E192. Число після букви E вказує кількість номінальних значень у ряду. Наприклад, ряд E6 містить такі номінальні значення: 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8. Номінальні значення опорів резисторів мають відповідати певному значенню ряду помноженому на $10^{\pm n}$, де n — ціле додатне число.

Граничні відхилення від номінального значення (допуски). Державним стандартом передбачено такі граничні відхилення (допуски) опорів резисторів від номінального значення: $\pm 30\%$, $\pm 20\%$, $\pm 10\%$, $\pm 5\%$, $\pm 2\%$, $\pm 1\%$, $\pm 0,5\%$, $\pm 0,2\%$, $\pm 0,1\%$, $\pm 0,05\%$, $\pm 0,02\%$, $\pm 0,01\%$.

Номінальна потужність розсіювання — максимальна потужність, яку резистор може розсіювати без зміни своїх параметрів.

Гранична робоча напруга — напруга, яку можна прикласти до резистора без порушення робоздатності.

Температурний коефіцієнт опору — відносна зміна опору резистора при зміні температури на 1°C

$$\text{TKO} = \frac{\Delta R/R_t}{\Delta t} \cdot 100\% \quad (2.8)$$

R_t — опір резистора при нормальній температурі;

Δt — гранична різниця між граничною і нормальною температурою;

ΔR — різниця між значеннями опорів резистора при граничній і нормальній температурі.

У електронній техніці крім лінійних резисторів застосовуються терморезистори, тобто резистори, опори яких істотно залежать від температури. Терморезистори виготовляються або металеві (мідні, платинові), або напівпровідникові.

Рівень власних шумів — відношення діючого значення шумів до постійної напруги

$$D = \frac{U_n}{U} = \frac{\sqrt{4kTR \Delta f}}{U} \quad (2.9)$$

де $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Bm/(Gy} \cdot \text{K)}$ — стала Больцмана; T — термодинамічна температура, К; R — опір резистора, Ом; Δf — смуга частот коливань, Гц.

Конденсатори

Конденсатори як і резистори є одним із масових елементів електронних пристроїв.

У електронних пристроях застосовуються як постійні конденсатори з незмінною ємністю, так і змінні конденсатори, ємність яких можна змінювати як механічним так і електричним способом.

Діелектрик, який заповнює простір між обкладинками конденсатора може бути: газом, зокрема повітрям; рідиною; твердий неорганічний матеріал (кераміка, склокераміка, склоемаль, слюда); твердий органічний матеріал (папір, фторопласт, поліетиленфталат); оксидний матеріал з використанням алюмінію, титану, ніобію та їх сплавів.

Крім ємності, реальні конденсатори характеризуються також опором та індуктивністю і можуть бути представлені еквівалентними схемами заміщення, послідовною, з параметрами C_s , R_s , і паралельною, з параметрами C_p , R_p , наведеними на рис.2.11.

Застосовуючи конденсатори у точних імпульсних пристроях, слід враховувати явище адсорбції, яке полягає у сповільненій поляризації і деполіаризації діелектрика конденсатора під дією електричного поля. Явище адсорбції — це прояв інертності діелектрика.

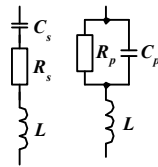


Рис. 2.11

Основні параметри конденсаторів

Конденсатори, як елементи електричних кіл, характеризуються сукупністю параметрів.

1. Номінальне значення ємності — це значення, яке вказане у технічній документації і наноситься на конденсатор при його маркуванні.
2. Допустиме відхилення дійсної ємності від номінальної ($y\%$).
3. Тангенс кута втрат або добротність обумовлений втратами електричної енергії в конденсаторі і характеризує ступінь наближення реального конденсатора, представленого схемою заміщення (рис. 2.), до ідеального конденсатора. Тангенс кута втрат визначається як відношення активної потужності конденсатора до реактивної $\text{tg} \delta = P/Q = \omega C_s R_s = 1/(\omega C_p R_p)$
4. Струм витоку. Цей параметр застосовується, в основному, для характеристики електролітичних конденсаторів.
5. Опір ізоляції, або стала часу саморозряду.
6. Температурний коефіцієнт ємності, який характеризує вплив температури на ємність конденсатора і визначається за формулою

$$\text{TKE} = \frac{\Delta C/C}{\Delta T},$$

де ΔC — зміна ємності конденсатора, обумовлена зміною температури ΔT ; C — ємність конденсатора при нормальній температурі.

Котушки індуктивності

Котушки індуктивності мають підвищену трудомісткість виготовлення, значні масогабаритні характеристики, їх важко мікромініатюризувати і тому, на відміну від резисторів і конденсаторів, мають обмежене застосування.

Котушки індуктивності мають, як правило, циліндричну або спіральну форму витків і виконуються як одношарові, так і багатшарові.

Для збільшення індуктивності і добротності застосовуються магнітопроводи з постійними і регульованими параметрами. Найбільш поширена форма магнітопроводів — броньова і тороїдна. Регулювання параметрів котушки здійснюється за допомогою осердя, яке виготовлене з феромагнітного матеріалу.

Реальні котушки індуктивності характеризуються, крім основного параметра — індуктивності L , такими параметрами як опір провідника r_L , яким намотана котушка, опір втрат R_μ у магнітопроводі котушки, еквівалентна ємність C , яка враховує міжвиткові ємності, ємності виводів, ємності між вит-

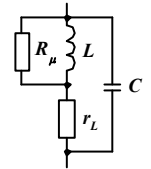


Рис. 2.12

ками і магнітопроводом котушки. Реальна котушка індуктивності може бути представлена еквівалентною схемою заміщення (рис. 2.12).

Одним із різновидів котушок індуктивності є так звані дроселі. *Дросель* — це котушка зі значною індуктивністю, що має феромагнітний магнітопровід і забезпечує великий опір для змінної складової струму і незначний опір для постійної складової і застосовується, здебільшого, у вторинних джерелах живлення.

Основні параметри котушок індуктивності

1. Номінальна індуктивність котушки.
2. Граничне допустиме відхилення індуктивності.
3. Добротність котушки, яка дорівнює відношенню реактивного опору до активного

$$Q = \frac{\omega L}{R}$$

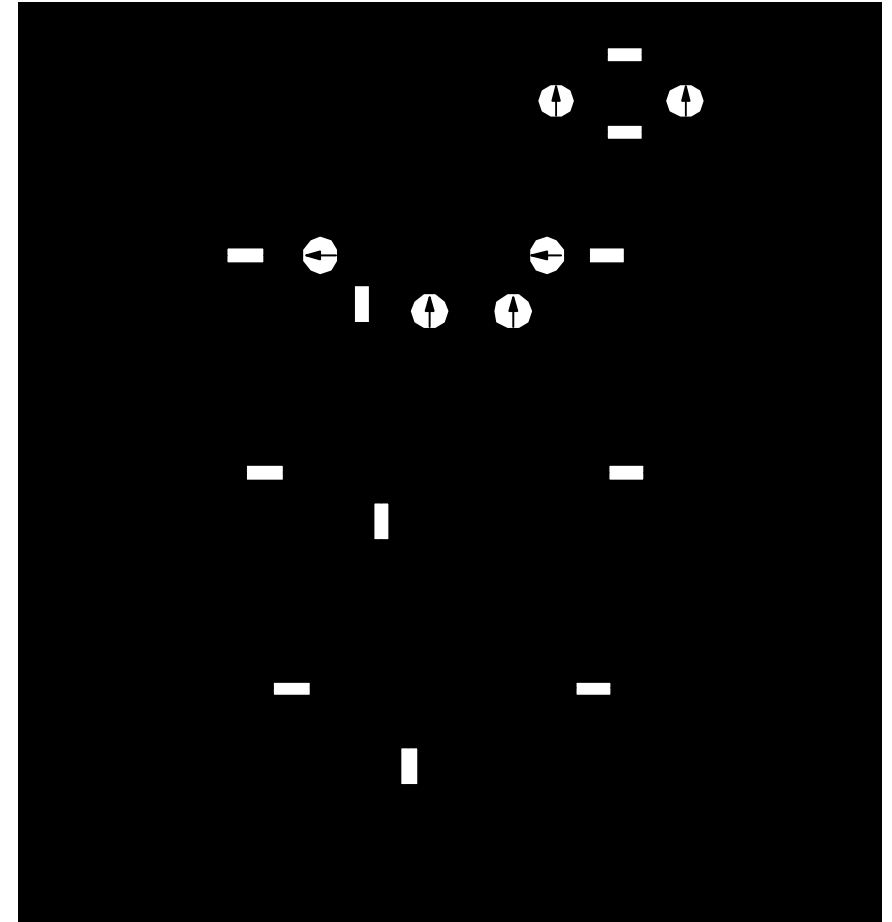
4. Температурний коефіцієнт індуктивності

$$TKL = \frac{\Delta L / L}{\Delta T},$$

де ΔL — зміна індуктивності, обумовлена зміною температури ΔT ;
 L — індуктивність котушки за нормальної температури.

Імпульсні трансформатори

Імпульсні трансформатори застосовуються для формування, перетворення і



передачі імпульсів тривалістю від одиниць наносекунд до десятків і сотень мікросекунд. Широко застосовуються імпульсні трансформатори для гальванічного розділення (розв'язки) електричних кіл.

Імпульсний трансформатор складається із замкнутого магнітопроводу (осердя), здебільшого тороїдальної форми на якому намотані дві або більше обмоток. Магнітопроводи імпульсних трансформаторів виготовляються з магнітнотопких матеріалів, що мають малі втрати енергії на перемагнічування і вихрові струми і велику магнітну проникність. У якості таких матеріалів найбільшого поширення знайшли ферити — магнітнотопкі матеріали, які виготовляються спіканням при високій температурі суміші порошків

окислів заліза з іншими металами. Обмотки імпульсних трансформаторів виготовляються з ізольованих мідних або алюмінієвих проводів.

Обмотка, що увімкнена до джерела сигналу, тобто *вхідна*, називається *первинною*, а обмотка, до якої підключений споживач, тобто *вихідна*, називається *вторинною*. Умовне графічне зображення трансформатора на електричних принципових схемах, відповідно до державних стандартів, наведено на рис. 2.13, а.

Еквівалентна схема заміщення магнітного кола трансформатора наведена на рис. 2.13, б. Основний магнітний потік, магнітні лінії якого повністю розміщені у магнітопроводі і зчеплені з усіма витками як первинної, так і вторинної обмоток трансформатора, залежить від намагнічувальних сил первинної $i_1 w_1$ та вторинної $i_2 w_2$ обмоток і магнітних опорів магнітопроводу R_μ і немагнітних ділянок R_δ

$$\Phi_0 = \frac{i_1 w_1 - i_2 w_2}{R_\mu + R_\delta}, \quad (2.10)$$

де w_1, w_2 — кількість витків, відповідно, первинної і вторинної обмоток.

Еквівалентні схеми заміщення первинної і вторинної обмоток наведені на рис. 2.13, в. Струм i_1 первинної обмотки залежить від прикладеної напруги u_1 , електрорушійної сили e_1 , наведеної основним магнітним полем, електрорушійної сили e_{1d} , наведеної магнітним полем розсіювання, і опором обмотки R_1

$$i_1 = \frac{u_1 - e_1 - e_{1d}}{R_1}. \quad (2.11)$$

Електрорушійні сили, за законом електромагнітної індукції, прямо пропорційні кількості витків w_1 первинної обмотки і швидкості зміни магнітних потоків, відповідно, $V_{\Phi_0} = \Delta\Phi_0/\Delta t$ основного поля для e_1 і $V_{\Psi_{1d}} = \Delta\Psi_{1d}/\Delta t$ поля розсіювання для e_{1d} .

$$\begin{aligned} e_1 &= w_1 \cdot V_{\Phi_0} \\ e_{1d} &= w_1 \cdot V_{\Psi_{1d}} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Напруга u_2 на виході вторинної обмотки залежить від електрорушійної сили e_2 , наведеної основним магнітним полем, електрорушійної сили e_{2d} , наведеної магнітним полем розсіювання і від опору проводу вторинної обмотки R_2 :

$$u_2 = e_2 - e_{2d} - R_2 \cdot i_2. \quad (2.13)$$

Струм i_2 у вторинній обмотці залежить від опору споживача R_L , підключеного до цієї обмотки:

$$i_2 = \frac{u_2}{R_L}. \quad (2.14)$$

Електрорушійні сили, наведені у вторинній обмотці, визначаються рівняннями, аналогічними (2.12), тобто

$$\begin{aligned} e_2 &= w_2 \cdot V_{\Phi_0} \\ e_{2d} &= w_2 \cdot V_{\Psi_{2d}} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Електрорушійні сили e_1, e_{1d}, e_2, e_{2d} , що наводяться магнітними полями в обмотках трансформатора, можна, згідно з теоремою заміщення, замінити індуктивними елементами. Відповідна еквівалентна схема заміщення наведена на рис. 2.13, г.

Щоб спростити аналіз процесів у трансформаторі доцільно *звести* вторинну обмотку трансформатора до первинної, тобто перерахувати параметри вторинної обмотки трансформатора таким чином, щоб отримати розрахунковий (зведений) трансформатор з коефіцієнтом трансформації рівним одиниці. Такі параметри вторинної обмотки називаються зведеними, позначаються штрихами і визначаються такими формулами:

$$\begin{aligned} u'_2 &= u_2 \cdot k \\ i'_2 &= i_2 / k \\ R'_2 &= R_2 / k^2 \\ L'_{2d} &= L_{2d} / k^2 \end{aligned} \quad (2.16)$$

де k — коефіцієнт трансформації.

Еквівалентна схема заміщення зведеного трансформатора наведена на рис. 2.13, д.

Під час перетворення і передачі коротких імпульсів починають проявлятися ємності трансформатора: ємність між обмотками, ємність між витками обмоток тощо.

2.5 Напівпровідникові прилади

Прилади, виготовлені з напівпровідникового матеріалу, називаються **напівпровідниковими**. У роботі цих приладів широко використовуються властивості напівпровідників, зокрема властивості так званого *p-n*-переходу, тобто ділянки на межі між напівпровідниковими матеріалами з електронною і

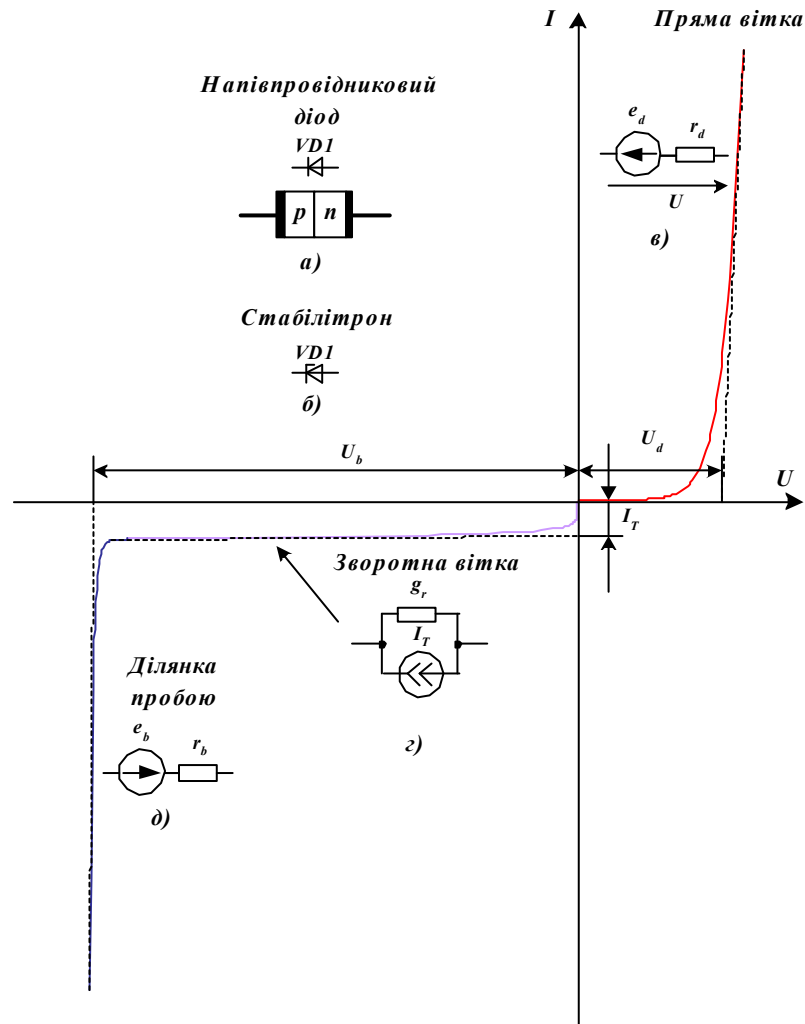


Рис. 2.14

дірковою провідністю. Напівпровідникові прилади можуть містити один *p-n*-перехід (напівпровідникові діоди, польові транзистори з керівним *p-n*-переходом), два *p-n*-переходи (біполярні транзистори), три і більше *p-n*-переходи (тиристри). Широко використовуються також напівпровідникові прилади, наприклад МДН-транзистори, у яких відсутні *p-n*-переходи, а використовуються інші властивості напівпровідника.

Напівпровідникові діоди

Напівпровідниковим діодом називають напівпровідниковий прилад з одним *p-n*-переходом і двома виводами (полісами) (рис. 2.14, а). У напівпровідникових діодах використовуються, як правило, *несиметричні p-n*-переходи, а саме переходи у яких концентрація основних носіїв в одній області набагато перевищує концентрацію основних носіїв у іншій області. Область, збагачена носіями називається **емітером**, а область збіднена носіями — **базою**.

Класифікують діоди за такими ознаками :

- ☐ за основним напівпровідниковим матеріалом – кремнієві, германієві, арсенід-галієві;
- ☐ за фізичною природою процесів – фотодіоди, світлодіоди, магнітодіоди та інші;
- ☐ за призначенням – випрямні, імпульсні, стабілітрони;
- ☐ за технологією виготовлення – сплавні, дифузійні та інші;
- ☐ за типом переходу – точкові і площинні.

Конструкція та умовне графічне зображення діода на електричних принципових схемах відповідно до державних стандартів наведено на рис. 2.8 а.

Статичні характеристики діода. Найважливішою статичною характеристикою діода, яка наочно ілюструє його властивості у *статичному режимі*, є його *вольт-амперна характеристика*, тобто залежність струму через діод від напруги. Вольт-амперна характеристика реального діода має характерні три ділянки: пряма вітка вольт-амперної характеристики, яка розміщена у першому квадранті, зворотна вітка вольт-амперної характеристики, що розміщена у третьому квадранті і ділянка пробую, що також розміщується у третьому квадранті.

Пряма вітка характеризує властивості діода у режимі зміщення *p-n*-переходу у прямому напрямі, тобто у режимі, коли до *p*-області прикладений *більший* потенціал, ніж до *n*-області. Пряма вітка, у свою чергу також має дві характерні ділянки. Якщо значення прямої напруги на *p-n*-переході менші за потенціальний бар'єр, то дифузний струм основних носіїв скомпенсований дрейфовим струмом неосновних носіїв і сумарний струм через *p-n*-перехід незначний і майже не залежить від прикладеної напруги. Якщо ж значення прямої напруги на *p-n*-переході перевищать потенціальний бар'єр, то дифузний складову струму основних носіїв різко зростає, у той час

як дрейфова складова, обумовлена процесами термогенерації, майже не змінюється, в результаті чого сумарний прямий струм через p - n -перехід різко зростає зі збільшенням прикладеної прямої напруги. Таким чином, вольт-амперна характеристика діода є істотно **нелінійною**, а сам напівпровідниковий діод є **нелінійним** елементом. Така залежність струму I через діод від прикладеної напруги U з достатньою точністю описується формулою

$$I = I_T \left(e^{\frac{U}{V_T}} - 1 \right), \quad (2.17)$$

де I_T — так званий тепловий струм, тобто струм, обумовлений процесами термогенерації носіїв заряду у p - n -переході;

$V_T = kT/e$ — температурний потенціал;

$k = 1,38 \cdot 10^{-34}$ — стала Больцмана,

T — абсолютна температура;

$e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд електрона.

Для спрощення аналізу процесів нелінійну залежність (2.17) апроксимують кусочно-лінійною залежністю

$$U(I) = \begin{cases} e_d, & \text{якщо } U \leq U_d \\ r_d \cdot I, & \text{якщо } U > U_d \end{cases} \quad (2.18)$$

Еквівалентна схема заміщення діода, що відповідає залежності (2.18), складається з послідовно з'єднаних джерела ЕРС e_d і резистивного елемента і резистивного елемента r_d і наведена на рис. 2.14, в.

Зворотна вітка характеризує властивості діода у режимі зміщення p - n -переходу у зворотному напрямі, тобто у режимі, коли до p -області прикладений **менший** потенціал, ніж до n -області. У цьому режимі діод закритий і через нього протікає незначний зворотний струм, обумовлений процесами термогенерації у p - n -переході, який майже не залежить від напруги. Еквівалентна схема заміщення діода у цьому режимі складається з паралельного з'єднання джерела струму I_T і резистивного елемента з провідністю g_r .

Ділянка пробою характеризує властивості діода у режимі так званого електричного пробою. Цей режим виникає тоді, коли зворотна напруга на p - n -переході перевищить напругу пробою U_b і напруженість електричного поля у p - n -переході достатня для того, щоб електрони під дією цієї напруженості набували енергію, що перевищує **енергію іонізації**. Атоми кристалічної ґратки під дією електронів втрачають свої електрони, які, у свою чергу, іонізують інші атоми. Відбувається лавиноподібне наростання кількості носіїв заряду у p - n -переході, струм через p - n -перехід різко зростає і майже не залежить від прикладеної зворотної напруги. Такий режим для звичайного діода не-

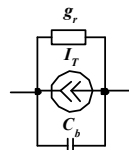


Рис. 2.15

допустимий, оскільки діод виходить з ладу. Однак існують діоди спеціальної конструкції, у яких режим пробою є основним робочим режимом. Такі напівпровідникові діоди називаються **стабілітронами** і широко застосовуються у пристроях опорної напруги, стабілізаторах напруги і струму і в багатьох інших пристроях. Умовне графічне зображення стабілітронів відповідно до державних стандартів наведено на рис. 2.14, б.

Динамічні характеристики діода. Інерційні властивості діода, що описуються динамічними характеристиками, проявляються у динамічному режимі роботи, тобто у режимі переходу від закритого стану до відкритого і навпаки і визначаються двома чинниками: зміною заряду неосновних носіїв, інжектованих у базу, і перезарядженням бар'єрної ємності p - n -переходу. Якщо p - n -перехід зміщений у зворотному напрямі, то у базі діода утворюється заборонена зона, збіднена носіями заряду, яка розділяє зони з позитивними і негативними зарядами. Отже p - n -перехід у цьому режимі подібний до конденсатора, у якому позитивно і негативно заряджені обкладки конденсатора розділені шаром діелектрика. Інерційні властивості p - n -переходу у режимі зворотного зміщення характеризуються бар'єрною ємністю C_b . Еквівалентна динамічна схема заміщення діода у цьому режимі наведена на рис. 2.15.

2.15. Бар'єрна ємність C_b діода, зміщеного ту зворотному напрямі, залежить від зворотної напруги на p - n -переході. Ця властивість p - n -переходу використовується у варикапах. **Варикап** — це напівпровідниковий діод, бар'єрну ємність якого можна змінювати за допомогою зворотної напруги, прикладеної до діода. Умовне графічне зображення варикапа на електричних принципових схемах відповідно до державних стандартів наведено на рис. 2.16, а. Основною характеристикою варикапа є **вольт-фарадна характеристика**, тобто залежність бар'єрної ємності діода від прикладеної зворотної напруги (рис. 2.16, б). Варикапи широко застосовуються для електронного керування частотою генераторів синусоїдних коливань та в інших імпульсних пристроях.

У режимі прямого зміщення інерційні властивості p - n -переходу визначаються процесами **накопичення** і **розсмоктування** заряду неосновних носіїв у базі, які аналогічні процесам зарядження і розрядження ємності, яка називається **дифузною ємністю**. Тривалість цих процесів залежить від тривалості життя неосновних носіїв у базі діода.

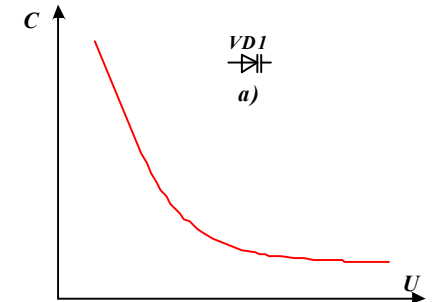


Рис. 2.16

Інерційні властивості діода особливо проявляються у процесах вмикання, вимикання і перемикання діода.

Якщо увімкнути діод до джерела струму у режимі прямого зміщення, то пряма напруга на діоді встановиться не миттєво, а через певний термін, що залежить від тривалості життя неосновних носіїв заряду у базі діода. Цей процес називається процесом встановлення прямої напруги на діоді.

Якщо перемкнути діод з прямого напруги на зворотний, то діод закривається не миттєво. Надлишковий заряд неосновних носіїв у базі не може зникнути миттєво. Цей надлишковий заряд розсмоктується поступово. Процес розсмоктування заряду неосновних носіїв у базі діода можна трактувати як процес перезаряджання дифузної ємності. Тривалість розсмоктування визначається значенням зворотної напруги і зовнішнім опором кола. Чим більша зворотна напруга і менший зовнішній опір, тим швидше розсмоктується надлишковий заряд і тим швидше встановлюється зворотна напруга на діоді. Процес вимикання діода з прямого напруги можна представити як частковий випадок процесу перемикання, коли зворотна напруга дорівнює нулю. Тривалість процесу вимикання діода значно перевищує тривалість перемикання.

Після закінчення процесу розсмоктування заряду неосновних носіїв починається процес відновлення зворотного опору діода, впродовж якого зворотний струм через діод зменшується і асимптотично наближається до усталеного значення I_T .

Біполярні транзистори

Біполярним транзистором називається напівпровідниковий прилад, що має два p - n -переходами зі спільною базою (у англійській літературі для біполярного транзистора застосовується абревіатура *BJT*—*Bipolar Junction Transistor*).

Біполярні транзистори призначені для підсилення, генерації та перетворення електричних сигналів.

Будова біполярного транзистора. Біполярний транзистор складається з трьох областей напівпровідникового матеріалу, провідності яких чергуються. На рис. 2.17 наведена будова біполярного транзистора, виготовленого за інтегральною технологією на кристалі напівпровідникового матеріалу.

За послідовністю чергування типу провідності областей біполярні транзистори поділяються на n - p - n транзистори (рис. 2.18, а) та p - n - p транзистори (рис. 2.18, б). На цьому ж рисунку наведено умовні графічні зображення

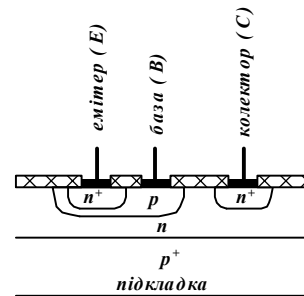


Рис. 2.17

транзисторів на принципових електричних схемах. На електричних схемах транзистори позначаються символами *VT*. Область, що є джерелом носіїв заряду (електронів або дірок), називається *емітером* (Е), область, яка збирає заряди називається *колектором* (К), а область між ними - *базою* (Б). У будові емітера, бази і колектора є свої особливості. Виготовляючи транзистор, концентрацію основних носіїв в емітері (введенням домішки) роблять більшою ніж у колекторі. У будові бази є такі особливості.

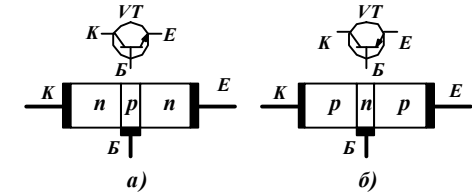


Рис. 2.18

По-перше, концентрація основних носіїв у базі набагато менше ніж в колекторі, а тем більше в емітері, тобто питома провідність бази набагато менша ніж питома провідність колектора і емітера. По-друге, база виготовляється тонкою, тобто товщина бази рівновелика дифузній довжині.

Електронно-дірковий перехід між емітером і базою називається *емітерним*, а між базою і колектором - *колекторним*.

Схеми увімкнення транзистора. Схеми увімкнення транзистора визначаються за електродом, спільним як для вхідного кола, так і для вихідного.

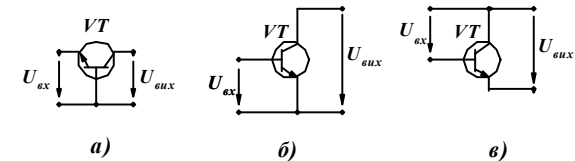


Рис. 2.19

Розрізняють такі схеми увімкнення транзисторів: зі спільною базою (СБ) (рис.2.19, а), спільним емітером (СЕ) (рис.2.19, б) і спільним колектором (СК) (рис.2.19, в).

Схема увімкнення зі *спільною базою* має великий вихідний опір і малий вхідний коефіцієнт підсилення струму майже рівний одиниці, тому застосовується для побудови стабілізованих джерел струму і напруги, у складних підсилювачах електронних комутаторах та інших.

Схема увімкнення зі *спільним колектором* вхідний опір набагато більше вихідного, а коефіцієнт підсилення напруги майже рівний одиниці, тому ця схема застосовується для узгодження вхідних і вихідних опорів каскадно з'єднаних електронних пристроїв.

У схемах увімкнення зі *спільним емітером* відношення вхідного і вихідного опорів не таке різке як у попередніх схем, крім того коефіцієнт підсилення струму і коефіцієнт підсилення напруги набагато більше одиниці,

тому ця схема застосовується для побудови різного роду підсилювачів і перетворювачів електричних сигналів.

Режими роботи біполярних транзисторів. Залежно від того, яка полярність напруги, пряма чи зворотна прикладена до емітерного та колекторного p - n -переходів транзистора, розрізняють такі режими роботи транзистора:

- активний режим, у якому емітерний p - n -перехід транзистора зміщений у прямому напрямі, а колекторний p - n -перехід у зворотному;
- режим насичення, у якому обидва p - n -переходи транзистора зміщені у прямому напрямі;
- режим відсікання, у якому до обох p - n -переходів прикладені напруги оберненої полярності;
- інверсний режим, у якому до емітерного p - n -переходу прикладена напруга оберненої полярності, а до колекторного – прямої, тобто колектор і емітер помінялись ролями у порівнянні з активним режимом.

Активний режим роботи біполярного транзистора. Розглянемо роботу транзистора n - p - n , ввімкненого за схемою спільна база в активному режимі (рис. 2.17).

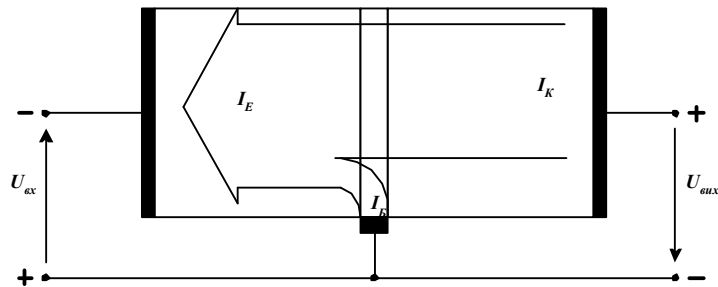


Рис. 2.20

До емітерного p - n – переходу транзистора в активному режимі прикладена напруга прямої полярності, достатня для того, щоб основні носії заряду емітера змогли здолати потенціальний бар'єр.

Під дією прикладеної прямої напруги основні носії з області емітера переходять (інжектуються) в базу, створюючи струм емітера I_E . Оскільки база виготовляється з низькою концентрацією основних носіїв і вузькою (ширина бази приблизно рівна дифузній довжині носіїв), то переважна більшість (99 ... 99,8 %) носіїв заряду, інжекттованих з емітером в базу не зустрічають на своєму шляху носіїв заряду іншої полярності і досягають колекторного переходу. Незначна кількість інжекттованих з емітера носіїв рекомбінує в базі, створюючи струм бази I_B .

Інжекттовані з емітера носії заряду для бази є неосновними, тому досягнувши колекторного переходу вони попадають у прискорювальне електричне

поле колекторного джерела енергії, напруга якого вибирається набагато більшою напруги емітерного джерела. Прискорені електричним полем носії заряду досягають колектора, створюючи струм колектора I_C .

Для біполярного транзистора можна записати рівняння струмів в активному режимі

$$I_E = I_C + I_B \quad (2.19)$$

Відношення вихідного струму I_C транзистора до вхідного струму I_E називається **коефіцієнтом підсилення струму емітера**

$$\alpha = I_C / I_E \quad (2.20)$$

Коефіцієнт підсилення струму емітера α менший одиниці і знаходиться в межах 0,90 ... 0,999.

За коефіцієнтом підсилення струму емітера α (2.20) і рівняння струму транзистора (2.19) визначають коефіцієнт підсилення струму бази

$$\beta = I_C / I_B = \alpha / (1 - \alpha) \quad (2.21)$$

Коефіцієнт підсилення струму бази інтегральних транзисторів знаходиться у межах 50...200.

Режим насичення. У цьому режимі на обидва p - n -переходи транзистора надається напруга прямої полярності (рис. 2.18) і обидва переходи відкриваються. У базу інжектуються основні носії як і з емітера, так і з колектора. Опір як емітерного так і колекторного p - n -переходу різко зменшується, а значить різко зменшується опір між всіма трьома електродами транзистора. Режим насичення застосовується у тому разі, якщо потрібно зменшити майже до нуля опір між двома елементами кола, з'єднаних через транзистор, тобто для комутації елементів електричного кола.

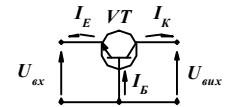


Рис. 2.21

Режим відсікання. У режимі відсікання на емітерний і колекторний p - n -переходи подається напруга зворотної полярності і обидва переходи закриваються (рис.2.19). По емітерному і колекторному колу протікають теплові струми неосновних носіїв заряду, абсолютне значення яких складає одиниці мікроамперів. Опори емітерного і колекторного p - n -переходів настільки великі, що можна вважати емітерне і колекторне коло розімкненими. Режим відсікання транзистора застосовують для розмикання електричних кіл.

Якщо у процесі роботи транзистор під дією імпульсів керування переходить від режиму насичення до режиму відсікання і навпаки, то кажуть, що транзистор працює у **ключовому режимі**.

Ключовий режим транзистори застосовують для вимикання, вимикання та перемикання електричних кіл, тобто у ключовому режимі транзистор працює, як швидкодійний електронний комутатор.

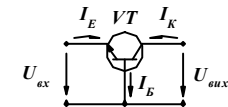


Рис. 2.22

Характеристики і параметри біполярного транзистора.

Транзистор, ввімкнений за будь-якою схемою (СК, СБ, СЕ) як чотириполюсник характеризується такими фізичними величинами: вхідна і вихідна напруга та вхідний і вихідний струм.

Взаємозв'язок між цими величинами наочно ілюструють статичні вольт-амперні характеристики транзистора.

Вхідною характеристикою транзистора називається залежність вхідного струму від вхідної напруги за умови незмінності вихідної напруги. Для схеми увімкнення зі спільним емітером вхідна характеристика транзистора – це залежність

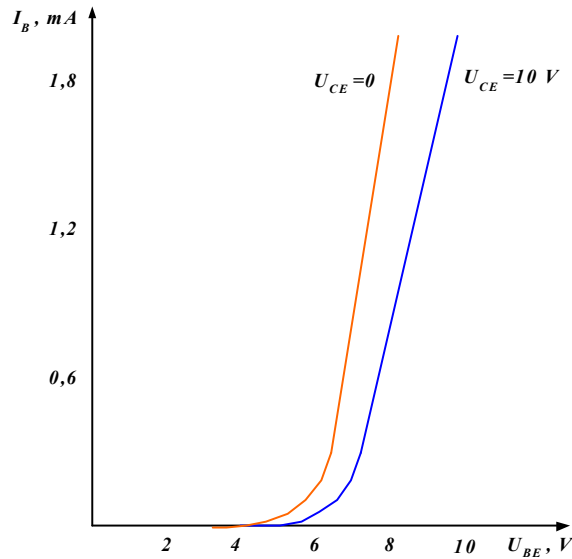


Рис. 2.23

струму бази I_B від напруги база-емітер U_{BE} , за умови що напруга колектор-емітер незмінна ($U_{CE} = \text{const}$). Вхідні характеристики транзистора $KT\ 315\ Г$ $I_B = f(U_{BE})$; $U_{CE} = \text{const}$ наведені на рис. 2.23.

Вихідною характеристикою транзистора називається залежність вихідного струму від вихідної напруги за умови незмінності вхідного струму. Для схеми увімкнення з ОЕ вихідна характеристика транзистора – це залежність струму колектора I_C від напруги колектор-емітер U_{CE} , за умови, що струм бази незмінний ($I_B = \text{const}$). Вихідні характеристики транзистора $KT\ 315\ Г$ наведені на рис. 2.24.

Передавальна характеристика транзистора. Залежність струму I_C колектора транзистора від напруги U_{BE} на емітерному переході транзистора. Кількість носіїв заряду, що інjektуються з емітера у базу і створюють струм колектора I_C , залежить від напруги U_{BE} на емітерному переході

$$I_K = I_T e^{\frac{U_{BE}}{V_T}}, \quad (2.22)$$

де I_T — струм, який залежить від електрофізичних властивостей напівпровідникового матеріалу, концентрації домішок у базі і емітері та геометричних розмірів транзистора, зокрема площею емітера і шириною бази; $V_T = kT/e$ — температурний потенціал, який для температури 300 К дорівнює 26 мВ.

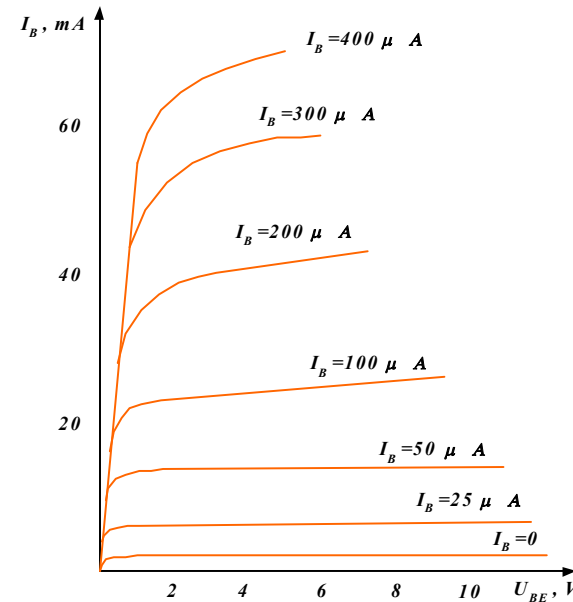


Рис. 2.24

то струму колектора до приросту вхідної напруги, тобто напруги на емітерному переході

$$S = g_{BC} = \frac{\Delta I_y}{\Delta U_x} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}}, \quad (2.23)$$

Крутизна передавальної характеристики залежить від колекторного струму і температурного потенціалу

$$S = g_{BC} = \frac{I_C}{V_T}, \quad (2.24)$$

Вихідна колекторна провідність транзистора g_K , або обернена величина — **вихідний опір транзистора** r_K , визначається формулою

$$g_C = \frac{1}{r_C} = \frac{\Delta I_y}{\Delta U_y} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}}, \quad (2.25)$$

Крім вхідних і вихідних характеристик, властивості транзистора визначають також параметри транзисторів. До параметрів транзистора належать, перш за все, коефіцієнт підсилення струму бази α і коефіцієнт підсилення струму емітера β .

Крутизна передавальної характеристики S або **передавальна провідність g_{BC}** — це відношення приросту вихідного струму, тобто

Залежність струму колектора транзистора від напруги колектор-емітер обу-

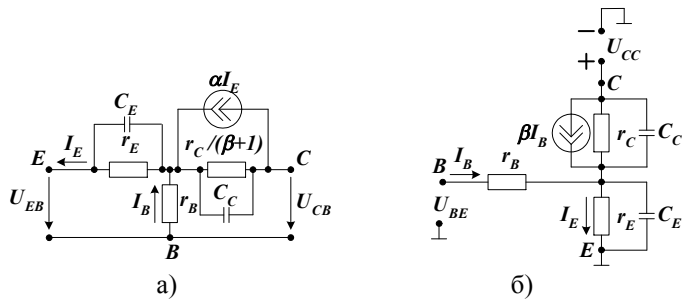


Рис. 2.25

мовлена так званим ефектом Ерлі, який полягає у розширенні збідненої носіями високоомної зони в області бази і, отже, зменшенні провідної зони під дією збільшення оберненої напруги на колекторному переході.

Вихідна колекторна провідність визначається нахилом вихідних вольт-амперних характеристик в активній області (рис. 2.00) і залежить від колекторного струму

$$g_C = \frac{1}{r_C} = \frac{I_C}{V_A}, \quad (2.26)$$

Напруга V_A відповідає точці перетину осі абсцис продовженнями вольт-амперних вихідних характеристик і називається **напругою Ерлі** або коефіцієнтом модуляції ширини бази. Напруга Ерлі для транзисторів лежить у межах 100...300 В.

Опір емітера r_E транзистора визначається за формулою

$$r_E = \frac{V_T}{I_E} = \frac{V_T}{I_C + I_B} \cong \frac{V_T}{I_C}, \quad (2.27)$$

Опір бази r_B транзистора залежить від багатьох чинників і лежить у межах 100...120 Ом.

Параметрам транзистора відповідають схеми заміщення у режимі спільної бази (рис. 2.25, а) та спільного емітера (рис. 2.25, б), які іноді називають **фізичною моделлю транзистора**.

h – параметри транзистора. Як впливає з аналізу вольт-амперних характеристик, транзистор – це нелінійний елемент електричного кола. Але в більшості випадків транзистор працює в режимі так званого «малого сигналу», тобто у такому режимі, коли вхідні і вихідні струми і напруги мають незначні відхилення ΔI_x , ΔI_y , ΔU_x , ΔU_y від сталих значень I_x , I_y , U_x , U_y , сукупність яких називають **робочою точкою** транзистора. Відхилення від робо-

чої точки вхідних струму ΔI_x та напруги ΔU_x і вихідних струму ΔI_y та напруги ΔU_y пов'язані між собою системою лінійних рівнянь

$$\begin{aligned} \Delta U_x &= h_{11} \Delta I_x + h_{12} \Delta U_y \\ \Delta I_y &= h_{21} \Delta I_x + h_{22} \Delta U_y, \end{aligned} \quad (2.28)$$

де h_{11} , h_{12} , h_{21} , h_{22} – малосигнальні параметри транзистора, або скорочено h – параметри, тобто такі параметри, коли транзистор можна вважати лінійною системою.

Для транзистора увімкненого по схемі з СЕ, рівняння (2.27) набувають такого вигляду

$$\begin{aligned} \Delta U_{BE} &= h_{11e} \Delta I_B + h_{12e} \Delta U_{CE}; \\ \Delta I_C &= h_{21e} \Delta I_B + h_{22e} \Delta U_{CE}. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Розглянемо фізичне тлумачення h – параметрів транзистора.

h_{11e} – вхідний опір транзистора в режимі короткого замикання на виході

$$h_{11e} = \Delta U_{BE} / \Delta I_B, \quad \Delta U_{CE} = 0; \quad (2.30)$$

h_{12e} – коефіцієнт зворотного зв'язку транзистора по напрузі в режимі холостого ходу на вході

$$h_{12e} = \Delta U_{CE} / \Delta U_{BE}, \quad \Delta I_B = 0; \quad (2.31)$$

h_{21e} – коефіцієнт передачі струму в режимі короткого замикання по виходу

$$h_{21e} = \Delta I_C / \Delta I_B, \quad \Delta U_{CE} = 0; \quad (2.32)$$

h_{22e} – вихідна провідність транзистора в режимі короткого замикання на вході

$$h_{22e} = \Delta I_C / \Delta U_{CE}, \quad \Delta I_B = 0. \quad (2.33)$$

Малосигнальні h – параметри визначаються за експериментальними знятими вольт-амперними характеристиками транзистора.

Малосигнальний лінійний моделі транзистора відповідає схема заміщення транзистора (рис. 2.26), якою доцільно користуватися для розрахунків транзисторів в режимі «малого сигналу».

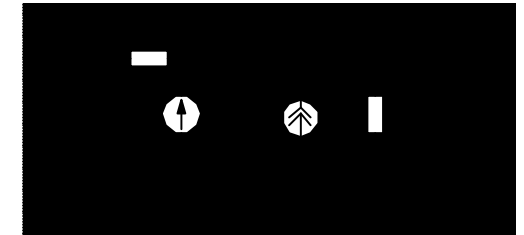
Параметри фізичної моделі транзистора і h параметри пов'язані між собою такими залежностями

$$h_{11e} = r_B + (\beta + 1)r_E \quad (2.34)$$

$$h_{21e} = \beta \quad (2.35)$$

$$h_{22e} = g_C \quad (2.36)$$

Інертні властивості біполярного транзистора. Інертність транзистора проявляється у тому, що рух носіїв заряду, тобто струм появляється не зразу ж після прикладення електрорушійної сили чи напругу, а через деякий проміжок часу. Інертні властивості транзистора характеризу-



ються бар'єрною і дифузною ємністю колекторного і емітерного p - n переходів транзистора.

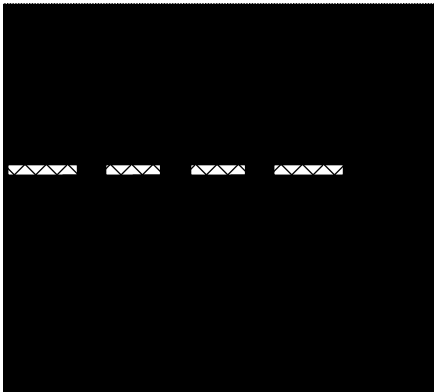
Бар'єрна ємність p - n переходу обумовлена некомпенсованим об'ємним зарядом по обидва боки від забороненої зони і аналогічна ємності плоского конденсатора, обкладинками якого служать p і n області переходу, а діелектриком — заборонена зона, збіднена носіями заряду. Бар'єрна ємність дорівнює відношенню об'ємного заряду до напруги на p - n переході і залежить від площі переходу, концентрації домішок, контактної різниці потенціалів і напруги на p - n переході.

Дифузна ємність p - n переходу обумовлена процесом накопичення неосновних носіїв заряду у базі під дією прямої напруги, який аналогічний процесу накопичення заряду на обкладинках плоского конденсатора під дією прикладеної напруги. Дифузна ємність дорівнює приросту накопиченого заряду у базі до приросту напруги на p - n переході і залежить від тривалості життя неосновних носіїв заряду у базі і прямого струму через p - n перехід. Бар'єрна і дифузна ємності обумовлені різними причинами і тому при напрузі на p - n переході прямої полярності враховується тільки дифузна ємність, а при зворотній полярності — тільки бар'єрна ємність.

Щоб врахувати інертність транзистора схеми заміщення транзистора доповнюється бар'єрною ємністю колекторного переходу C_C і дифузною ємністю емітерного переходу C_E .

Уніполярні (польові) транзистори

Уніполярним (польовим) транзистором



ром називають напівпровідниковий прилад, у якому, на відміну від біполярного транзистора, використовуються основні носії заряду однієї поляр-

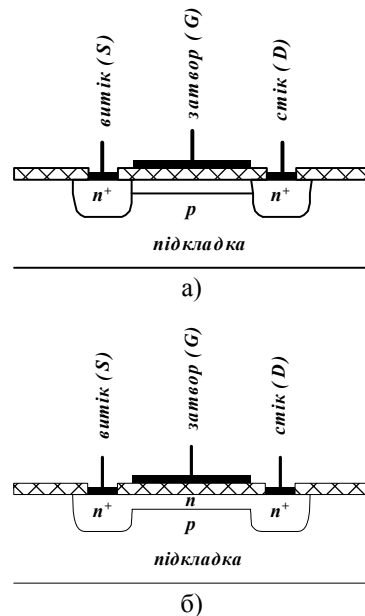


Рис. 2.28

ності. Рух основних носіїв заряду відбувається під дією позовжнього електричного поля, а керування здійснюється поперечним електричним полем. У англійській технічній літературі для позначення польових транзисторів використовується аббревіатура FET — field-effect transistor.

Польові транзистори мають такі позитивні якості як: високий вхідний опір; стійкість до радіоактивного випромінювання; менший, у порівнянні з біполярними транзисторами, рівень власних шумів і менша залежність параметрів від впливу температури.

Будова польового транзистора. Польовий транзистор складається з **каналу** — області напівпровідника по якому рухаються носії зарядів, **витоку** (S від англ. *Source* — джерело, витік) — область, через яку у канал втікають основні носії заряду, **стіку** (D від англ. *Drain* — стік) — область, через яку вони стікають з каналу, **затвору** (G від англ. *Gate* — ворота, клапан, затвор) — за допомогою якого здійснюються керування рухом основних носіїв у каналі. Канал може мати електропровідність як p — типу, так і n — типу. Відповідно розрізняють польові транзистори з p — каналом і n — каналом.

За особливостями будови затвора польові транзистори поділяються на:

- транзистори з керівним переходом (рис.2.23) (англійська аббревіатура *JFET* — *junction (gate) field-effect transistor*);
- транзистори з ізольованим затвором, або МДН – транзистори (рис. 2.24) (англійська аббревіатура *MOSFET* — *metal-*

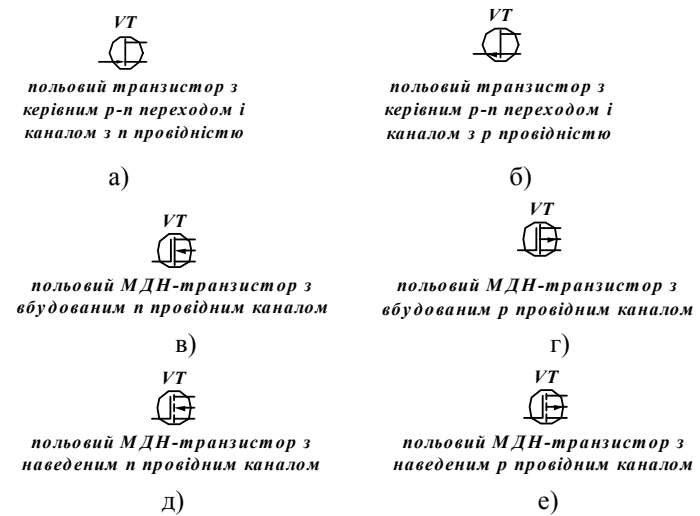
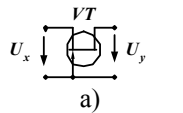


Рис. 2.29

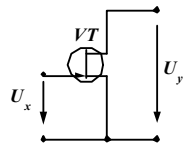
oxide-semiconductor field-effect transistor).

У транзисторах з $p-n$ – переходом затвор відділяє від каналу обернено зміщений $p-n$ – перехід, а в транзисторах з ізолюваним затвором канал електрично ізолюється від затвора шаром діелектрика (частіше всього діоксидом кремнію SiO_2). У свою чергу МДН – транзистори поділяються на МДН – транзистори з **наведеним (індукованим)** каналом і МДН – транзистори з **вбудованим каналом**. Умовні позначення польових транзисторів на електричних схемах показані на рис.2.23, 2.24.

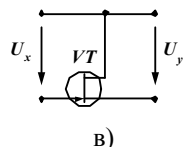
Схеми увімкнення польових транзисторів. Польові транзистори аналогічно біполярним транзисторам можуть вмикатися за такими схемами:



а)



б)



в)

Рис. 2.30

- ☐ зі спільним витоком (CB) (рис. 2.25а)
- ☐ зі спільним стоком (CC) (рис. 2.25б)
- ☐ зі спільним затвором (CЗ) (рис. 2.25в)

Принцип дії. Принцип дії польового транзистора ґрунтується на зміні ширини каналу під дією оберненої напруги на затворі. Зі збільшенням напруги на затворі ширина збідненого носіями шару збільшується, а поперечний переріз каналу і його провідність зменшується. Таким чином здійснюється керування струмом через канал напругою на затворі уніполярного транзистора.

Характеристики польових транзисторів. Основними характеристиками польового транзистора є:

- ☐ прохідна (стоко-затворна) характеристика;
- ☐ вихідна характеристика.

Прохідна характеристика польового транзистора – це залежність струму стоку від напруги на затворі, за

умови незмінності напруги витік-стік, тобто $I_D = f(U_{GS})$, $U_{DS} = \text{const}$. Прохідна характеристика польового транзистора з керівним $p-n$ переходом

(крива 1), МДН – транзистора із вбудованим каналом (крива 2), МДН – транзистора з наведеним (індукованим) каналом (крива 3) показані на рис.2.26.

У польовому транзисторі з керівним $p-n$ переходом під дією напруги витік-стік U_{DS}

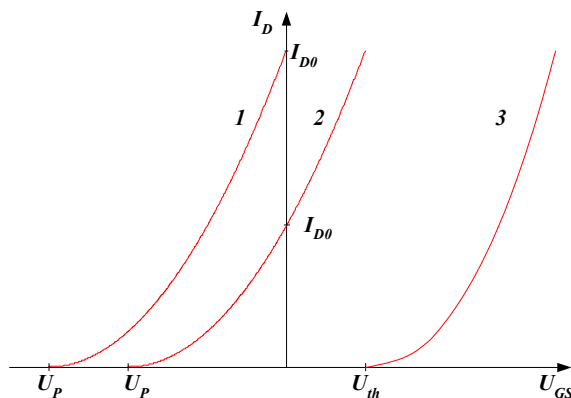


Рис. 2.31

через канал протікатиме струм I_{D0} за відсутності напруги між затвором і витоком ($U_{GS}=0$).

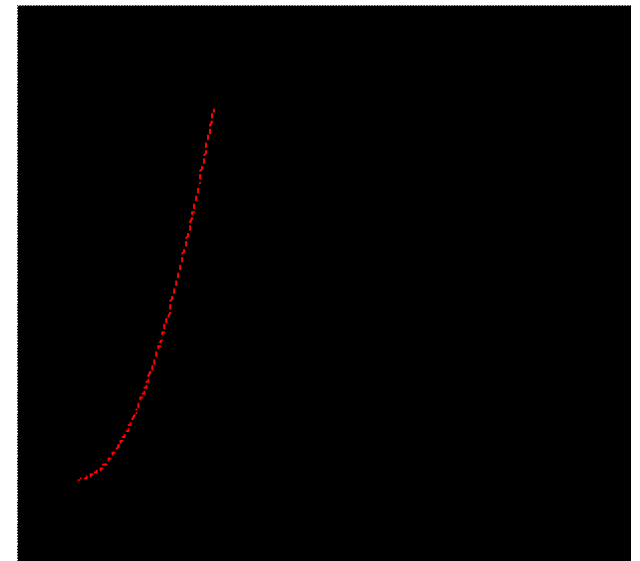
Якщо ж до стоку польового транзистора з керівним $p-n$ переходом прикласти напругу відносно витоку (потенціалу витоку, як правило, приймають рівним нулю), то під дією цієї напруги по каналу потече струм I_c .

Напругу на затворі відносно витоку збільшуватимемо, починаючи з нуля. Зі збільшенням напруги на затворі збільшується товщина збідненого шару, зменшується поперечний переріз каналу і відповідно зменшується струм через канал. При деякому значенні напруги на затворі, яка називається **напругою відсікання U_P** струм в каналі взагалі припиниться (крива 1 на рис. 2.26). Оскільки до $p-n$ переходу польового транзистора прикладена напруга оберненої полярності, та прохідна характеристика польового транзистора з керівним $p-n$ переходом лежить в другому квадранті.

Прохідна характеристика МДН – транзистора з вбудованим каналом знімається як із додатнім так і з від'ємними значеннями напруги на затворі. Зі збільшенням додатних значень товщина вбудованого каналу збільшується, а для від'ємних значень, навпаки, зменшується і може дійти до межі (напруга відсікання U_P), коли струм у каналі стане рівним нулю (крива 2 на рис. 2.26).

У МДН – транзисторі з наведеним (індукованим) каналом струм в каналі можливий лише за наявності на затворі деякої **порогової напруги U_{th}** (крива 3 на рис. 2.26), прикладеної до затвора відносно витоку. Під дією цієї напруги у напівпровіднику створюється (наводиться) провідний канал і по ньому починає протікати струм. Зі збільшенням напруги на затворі товщина наведеного каналу збільшується, відповідно збільшуватиметься струм в каналі (крива 3 на рис. 2.26).

Вихідна характеристика польового транзистора – це залежність струму стоку від напруги на стоці відносно витоку, за умови незмінності напруги на затворі, тобто $I_D = f(U_{DS})$, $U_{GS} = \text{const}$. Вихідні характеристик польового транзистора з керівним $p-$



n переходом наведено на рис. 2.27.

Вихідні характеристики МДН – транзисторів аналогічні.

На вихідній характеристиці розрізняють дві ділянки, які відповідають двом режимам роботи транзистора.

На першій (омічній або тріодній) ділянці зі збільшенням напруги струм збільшується майже лінійно

$$I_D = s \left[(U_{GS} - U_{th}) U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right] \quad (2.37)$$

де s — питома крутизна підсилення.

На другій ділянці подальше збільшення напруги не призводить до істотного збільшення струму стоку і транзистор переходить у **режим насичення**. Це пояснюється тим, що напруженість поздовжнього електричного поля дається до напруженості поперечного поля і провідний канал від витоку до стоку звужується, відповідно збільшується його опір. Залежність струму стоку від напруги стік-витік визначається формулою

$$I_D = s (U_{GS} - U_{th})^2 \quad (2.38)$$

Параметри і схема заміщення уніполярних транзисторів.

Властивості уніполярних транзисторів описуються такими параметрами.

Напруга відсікання U_P — напруга між стоком і витоком, при якій струм стоку зменшується до нуля.

Порогова напруга U_{th} — напруга між стоком і витоком, при якій по каналу починає протікати струм.

Процеси, що протікають в уніполярному транзисторі, адекватно описує схема заміщення, наведена на рис. 2.00. Оскільки затвор електрично ізольований від інших електродів транзистора і взаємодія відбувається через електричне поле, то на схемі заміщення цей взаємозв'язок моделюється між електродними ємностями затвор-витік C_{GS} і затвор-стік C_{GD} .

Підсилювальна здатність уніполярного транзистора характеризується таким параметром як **крутизна підсилення** S . Крутизна підсилення має розмірність електричної провідності, визначається формулою

$$S = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \quad (2.39)$$

і залежить від струму стоку і напруги відсікання.

Зміна струму стоку від дії напруги стік-витік у режимі насичення обумовлена модуляцією довжини каналу. Цей ефект аналогічний ефекту модуляції ширини бази, тобто ефекту Ерлі, біполярного транзистора. Із врахуванням ефекту модуляції довжини каналу, вихідний опір уніполярного транзистора визначається формулою

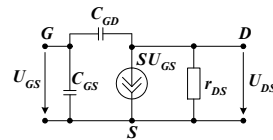


Рис. 2.33

$$r_{DS} = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} = \frac{V_A}{I_D} \quad (2.40)$$

де V_A — параметр, що має розмірність напруги і подібний до напруги Ерлі біполярного транзистора. Для більшості уніполярних транзисторів значення V_A лежать у межах 20...200 В. Величина $1/V_A$ називається **коефіцієнтом модуляції довжини каналу** і характеризує ступінь зменшення провідної частини каналу під дією напруги стік-витік (U_{DS}).

На схемі заміщення підсилювальна здатність уніполярного транзистора моделюється ідеальним джерелом струму J_{DS} , керованим напругою U_{DS} . Ці дві величини пов'язані між собою через крутизну підсилення

$$J_{DS} = S \cdot U_{DS} \quad (2.41)$$

Коефіцієнт підсилення напруги уніполярним транзистором визначається за формулою

$$k_U = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta U_{GS}} \quad (2.42)$$

Коефіцієнт підсилення напруги пов'язаний з двома іншими параметрами транзистора крутизною транзистора S і вихідним опором r_{DS} формулою

$$k_U = S \cdot r_{DS} \quad (2.43)$$

Інерційні властивості уніполярного транзистора характеризуються **сталю часу** τ_S , яка дорівнює добутку ємності затвору C_S відносно каналу на опір r_{DS} каналу:

$$\tau_S = C_S \cdot r_{DS} \quad (2.44)$$

Стала часу залежить від довжини каналу, рухливості носіїв заряду, напруги затвор-витік і порогової напруги.

2.6 Інтегральні мікросхеми

На початкових етапах розвитку електроніки пасивні і активні елементи виготовлялися як окремі вироби, які потім монтувалися на друкованих платах. Щоб зменшити розміри і масу електронних пристроїв, збільшити їх надійність, а також зменшити споживання ними енергії були розроблені і запроваджені у виробництво інтегральні технології виготовлення електронних пристроїв. За цими технологіями активні (діоди, транзистори) і пасивні (резистори, конденсатори) елементи, а також провідники, що їх з'єднують відповідно до принципової електричної схеми пристрою, виготовлені як одне ціле у єдиному технологічному циклі на кристалі напівпровідникового матеріалу, здебільшого кремнію. Електронні пристрої, виготовлені за такими технологіями, дістали назву **інтегральних мікросхем** (*Integrated Circuit* (IC) — інтегральне електричне коло). Особливістю інтегральних технологій є **одночасне** виготовлення елементів у єдиному технологічному циклі на **одній** напівпровідниковій (як правило кремнієвій) пластині. Крім того,

майже всі сучасні інтегральні технології виготовлення мікросхем є *планарними технологіями*, за якими всі елементи створюються на напівпровідниковій пластині, шляхом їх формування через площину (англ. *plane* — площа).

Загальні відомості про інтегральні мікросхеми

За способом виготовлення інтегральні мікросхеми на напівпровідникові і плівкові. **Напівпровідникові мікросхеми** — це мікросхеми, у яких інтегральні елементи (транзистори, діоди, резистори, конденсатори) виготовляються у поверхневому шарі напівпровідникової пластини. **Плівкові мікросхеми** — це мікросхеми, елементи якої виготовлені у вигляді різноманітних плівок, нанесених на діелектричну основу. На практиці застосовуються також **гібридні мікросхеми**, які поєднують у собі обидва зазначені вище методи виготовлення. Вслід зазначити, що переважна більшість мікросхем виготовляються за напівпровідниковими інтегральними технологіями. За кількістю елементів на кристалі напівпровідникового матеріалу інтегральні мікросхеми, або, як ще часто називають, за ступенем інтеграції поділяються на:

- інтегральна мікросхема малого ступеня інтеграції, або просто інтегральна мікросхема (*Integrated Circuit (IC)*), на якій кількість інтегральних елементів не перевищує 10^2 ;
- інтегральна мікросхема середнього ступеня інтеграції (*Medium Scale Integration (MSI)*), на якій кількість інтегральних елементів не перевищує 10^3 ;
- велика інтегральна мікросхема (*Large Scale Integration (LSI)*), яка істить до 10^5 інтегральних елементів;
- надвелика інтегральна мікросхема (*Very Large Scale Integration (VLSI)*), яка містить понад мільйон (10^6) інтегральних елементів.

Інтегральна мікросхема як і транзистор, резистор, конденсатор тощо виготовляється як окремий виріб і також є елементом електронного пристрою. За масою і геометричними розмірами інтегральна мікросхема мало відрізняється від дискретних транзисторів і резисторів.

З іншого боку інтегральна мікросхема якісно новий вид електронних елементів. Якщо дискретні елементи можуть виконувати окремі елементарні операції обробки інформації тільки у сукупності з іншими елементами, у складі якогось пристрою, то інтегральні мікросхеми обробляють величезні потоки інформації за складними алгоритмами самостійно.

Незважаючи на те, що функціональна складність інтегральних мікросхем незмірно більша ніж у дискретних елементів, інші показники якості — ма-

са, геометричні розміри, надійність, вартість тощо не тільки не гірші, а у деяких випадках навіть кращі за аналогічні показники дискретних елементів.

Під час проектування і виготовлення мікросхем віддається перевага активним елементам, у першу чергу транзисторам, над пасивними елементами — резисторами і конденсаторами. Це пояснюється тим, що транзистори займають на кристалі значно меншу площу, ніж пасивні елементи, особливо зі значними номінальними значеннями, тому пасивні елементи замінюються активними скрізь, де для цього є найменша можливість. Цей принцип діаметрально протилежний принципу добору елементів у пристроях, побудованих на дискретних елементах, де намагаються мінімізувати кількість транзисторів, оскільки вартість дискретних транзисторів набагато більша вартості пасивних елементів.

Інтегральні елементи, розміщені поряд на кристалі напівпровідникового матеріалу, мають високу ступінь ідентичності характеристик, оскільки розміри інтегральних елементів становлять мікрометри і частки мікрометра, тому на таких відстанях електрофізичні властивості напівпровідникового матеріалу майже не змінюються. Крім того, параметри таких сусідніх елементів ідентично залежать від температури. Такі властивості інтегральних елементів дають змогу зменшити вплив розкиду параметрів елементів і змін температури.

Характерною особливістю напівпровідникових інтегральних технологій є їх нездатність створювати індуктивні елементи і, особливо, трансформатори, тому під час розробки інтегральних мікросхем намагаються уникати використовувати індуктивності і реалізують потрібні функції без них. У більшості випадків це вдається.

Основні технологічні операції виготовлення інтегральних мікросхем

Бурхливий розвиток електроніки, широке запровадження електронних пристроїв майже в усі галузі народного господарства обумовлене, у першу чергу, високоякісними сучасними технологіями виготовлення інтегральних мікросхем, які безперервно удосконалюються. Розглянемо коротко основні технологічні операції, з яких складається технологічний процес виготовлення інтегральних мікросхем.

Монокристали кремнію отримують шляхом кристалізації із розплавленого стану за методом *Чохральського*. За цим методом зародок у вигляді монокристалу кремнію обережно доторкається до поверхні розплавленого високочастотним нагрівом кремнію, а потім повільно піднімається з одночасним обертанням. При цьому слідом за зародком витягується і поступово кристалізується монолітний злиток монокристалічного кремнію, кристалічна будова якого повторює кристалічну будову зародку. Діаметр такого злитку може досягати до 300 мм, а довжина — до кількох метрів.

Злитки кремнію потім розрізають спеціальними інструментами на тонкі (0,4...0,5 мм) пластини. Пластини після розрізання мають дуже нерівну поверхню, тому наступною технологічною операцією є багаторазове *шліфування* поверхонь напівпровідникових пластин кремнію. Під час шліфування не тільки усуваються механічні дефекти, а й забезпечується потрібна товщина пластини. Для шліфування пластин застосовуються суспензії з мікропорошків, розмір зерен яких з кожною шліфувальною операцією зменшують.

Після закінчення шліфування на поверхні напівпровідникової пластини все ж залишається механічно порушений шар товщиною кілька мікрометрів, під яким розміщений ще більш тонкий шар з дефектами кристалічної ґратки. Для усунення обох цих шарів напівпровідникового матеріалу застосовується *полірування*. Широко застосовується як механічне полірування за допомогою дрібнозернистих суспензій, так і хімічне полірування. Хімічне полірування полягає фактично у розчиненні поверхневого шару напівпровідника за допомогою реактивів. Виступи і тріщини на поверхні розчинюються швидше ніж основний матеріал і поверхня у цілому вирівнюється.

Епітаксія. Епітаксією називається процес нарощування монокристалічних шарів на напівпровідникову пластину, яка відіграє роль *підкладки*.

Кристаліграфічна будова і орієнтація кристалічної ґратки нарощуваного шару повторює кристаліграфічну будову і орієнтацію кристаліграфічної ґратки підкладки. Епітаксія застосовується для отримання тонких робочих шарів однорідного напівпровідника на порівняно товстій підкладці, яка відіграє роль несучої конструкції.

Щоб наростити на підкладці монокристалічний шар кремнію, кремнієві пластини нагрівають високочастотним електромагнітним полем до високої (близько 1200°C) температури і над поверхнею пластин пропускають хімічну сполуку, що містить кремній (здебільшого тетрахлорид кремнію), у газоподібному стані. У результаті хімічної реакції на поверхні пластини поступово осідає шар чистого кремнію. Якщо до тетрахлориду кремнію додати сполуки бору чи фосфору у газоподібному стані, то під час хімічної реакції у кремній попадуть акцепторні атоми бору чи донорні атоми фосфору і епітаксіальний шар матиме вже не власну, а діркову чи електронну провідність. Таким чином епітаксія дає змогу вирощувати монокристалічні шари напівпровідника із заданим типом провідності та із заданою концентрацією домішок на підкладці, тип провідності і концентрація домішок якої може відрізнятися від нарощуваного шару.

Окислення. Окислення кремнію є однією з найпоширеніших операцій у сучасних інтегральних технологіях. У результаті окислення на поверхні напівпровідника утворюється плівка діоксиду кремнію (SiO_2). Ця плівка є високоякісним діелектриком і служить для таких цілей:

- захисту поверхні напівпровідникової пластини, зокрема вертикальних ділянок *p-n* переходів, що виходять на поверхню пластини;
- виконує функцію маски, через вікна якої вводяться потрібні домішки;
- функцію тонкого діелектрика під затвором МОН-транзистора.

Високоякісні позитивні характеристики діоксиду кремнію стали основною причиною того, що кремній став основним матеріалом для виготовлення напівпровідникових мікросхем.

Поверхня кремнію завжди покрита шаром окислу, що утворюється за нормальних умов, але ця плівка окислу має низьку якість, надто малу товщину і тому непридатна для використання. Під час виготовлення інтегральних мікросхем плівку окислу потрібної якості і товщини отримують штучним шляхом. Штучне окислення кремнію здійснюється при високій температурі (1000...1200°C) в атмосфері кисню (сухе окислення), або у суміші кисню з парою води (вологе окислення). Сухе окислення йде набагато повільніше вологого, у той же час якість плівки окислу, що отримана сухим окисленням, має значно кращі характеристики ніж плівка окислу, отримана у результаті вологого окислення.

Внесення потрібних домішок (легування). Щоб сформувати у напівпровідниковій пластині чи в епітаксіальному шарі локальну область із заданим типом *p*-провідності чи *n*-провідності і з заданим питомим опором у цю локальну область на поверхні напівпровідника вносять домішки. Основним способом внесення домішок є *дифузія* при високій температурі, хоча останнім часом широке поширення здобув ще один спосіб легування — *іонна імплантація*.

Дифузія може бути *загальною*, коли вона здійснюється на всій поверхні пластини, і *місцевою*, якщо проводиться на певній ділянці поверхні через вікно у спеціальній масці. Речовина, що містить атоми потрібної домішки, за допомогою високотемпературної дифузної печі перетворюється у газоподібний стан і спрямовується у зону, де розміщені кремнієві пластини. Атоми домішки під дією високої температури проникають у поверхневий шар кремнію і створюють там певну концентрацію. Товщина дифузного шару залежить від тривалості дифузії і температури, тому для створення дифузного шару потрібної товщини потрібно з великою точністю підтримувати потрібну температуру впродовж визначеного часу.

Внесення потрібних домішок у поверхневий шар пластин кремнію за допомогою іонної імплантації здійснюється бомбардуванням поверхні пластини іонами домішки, прискореними до швидкостей, достатніх для проникнення іонів вглиб пластини. Іонізація домішки, прискорення іонів та фокусування

пучка іонів здійснюється на спеціальних установках, аналогічних прискорювачам елементарних частинок у ядерній фізиці. Глибина проникнення іонів буде тим більша, чим більша їх маса і швидкість. Водночас, зі збільшенням кінетичної енергії іонів, збільшується кількість радіаційних дефектів у кристалі кремнію, тобто погіршуються його електрофізичні параметри. Виходячи з цих суперечливих вимог, на практиці вибирається компромісне рішення. Концентрація домішок в імплантованому поверхневому шарі залежить від густини струму в іонному пучку і від тривалості імплантації, або, як ще кажуть, від *тривалості експозиції*.

Травлення. У технологіях виготовлення інтегральних мікросхем під травленням розуміють видалення певних ділянок поверхневого шару матеріалу. Для травлення широко застосовуються спеціальні розчини — *травники*, які вступають у хімічну реакцію з напівпровідниковим матеріалом, а потім продукти хімічної реакції видаляються. Підбираючи травник, його концентрацію, тривалість і температуру травлення можна з великою точністю регулювати товщину видаленого матеріалу. Щоб збільшити рівномірність травлення і видалення продуктів травлення з поверхні пластини, ванночку з розчином обертають у нахиленому положенні, або піддають розчин дії ультразвукової вібрації.

Одним із видів травлення є *електролітичне травлення*, яке відрізняється від хімічного травлення тим, що процес травлення відбувається під дією електричного струму, що протікає через розчин, причому напівпровідниковий матеріал служить одним з електродів. Позитивною характеристикою електролітичного травлення є можливість регулювати швидкість травлення зміною значення струму.

Останнім часом в інтегральних технологіях широко застосовується *іонне травлення*, не пов'язане із застосуванням рідких розчинників. У цьому процесі напівпровідникова пластинка розміщується у розріджене середовище, у якому створюється тліючий електричний розряд. Під дією електричного розряду відбувається іонізація газу і створюється *плазма*. Якщо на пластинку подати значний негативний електричний потенціал, то іони плазми бомбардуватимуть поверхню пластини, вибиваючи з поверхневого шару атоми, тобто травитимуть пластину.

Нанесення масок. У технології виготовлення напівпровідникових приладів значну роль відіграють *маски*, тобто стійкі плівки, нанесені на поверхню напівпровідникової пластини, з *отворами (вікнами)*, через які здійснюється напилювання, легування, травлення та інші технологічні процеси. Виготовлення вікон здійснюється у технологічному процесі, який називається *фотолітографією*. Фотолітографія ґрунтується на використанні *фоторезистів* — матеріалів, які наносяться на поверхню напівпровідникової пластини. Під дією ультрафіолетового світла фоторезисти полімеризуються і стають стійкими до травників, тобто після дії ультрафіолетового випромінювання

на певних, заздалегідь виділених ділянках поверхні, ці ділянки не витравлюватимуться, а на ділянках поверхні, захищених від дії випромінювання — витравлюватимуться і утворюватимуться вікна. Вікна на поверхні напівпровідникової пластини виділяються за допомогою *фотошаблонів* — товстих скляних пластин, на поверхню яких нанесена непрозора для ультрафіолетового світла плівка у вигляді зображення з прозорими вікнами. Розміри цих вікон відповідають розмірам майбутніх елементів інтегральної мікросхеми, які на сучасному етапі розвитку інтегральних технологій становлять частки мікрметра (так звана субмікронна технологія). Оскільки на поверхні однієї напівпровідникової пластини розміщується, як правило кілька десятків інтегральних мікросхем, то на фотошаблоні розміщена матриця зображень.

Процес фотолітографії для виготовлення вікон у шарі окислу, що покриває поверхню кремнієвої пластини, здійснюється у такій послідовності. На окислену поверхню пластини наноситься крапля емульсії фоторезисту. За допомогою центрифуги краплю розподіляють тонким (близько 1 мкм) шаром по всій поверхні. Отриману плівку фоторезисту висушують до затвердіння. На поверхню пластини, покриту фоторезистом, накладають фотошаблон і опромінюють його ультрафіолетовим світлом кварцової лампи. Після цього фотошаблон знімають і здійснюють проявлення і закріплення фоторезисту хімічними розчинами і термообробкою. Через вікна фоторезистивної маски здійснюється травлення окисного шару аж до кремнію. Фотолітографічний процес закінчується видаленням фоторезисту, що залишився на поверхні і захищав виділені ділянки плівки окислу. Тепер через утворені вікна у плівці окислу можна здійснювати травлення, дифузію, іонну імплантацію та інші технологічні процеси.

Нанесення тонких плівок. Тонкі плівки, нанесені на поверхню напівпровідникової пластини є основою так званих тонкоплівкових і товстоплівкових мікросхем. Крім того, плівки широко використовуються і у напівпровідникових мікросхемах. Нанесення тонких плівок на поверхню напівпровідникової пластини, а також одну плівку на іншу здійснюється, здебільшого, трьома методами: термічне (вакуумне) напилювання, іонно-плазмове напилювання, електрохімічне осадження.

Термічне напилювання здійснюється у вакуумі. Для створення вакууму на масивну плиту ставлять ковпак, з-під якого викачують повітря. На плиті розміщується матеріал, який за допомогою нагрівника доводиться до температури кипіння. При цій температурі йде інтенсивне випаровування матеріалу. Зверху розміщують напівпровідникову пластину, на якій осідають атоми випарованого матеріалу. Для регулювання товщини напилюваної плівки між випарником і напівпровідниковою пластиною розміщується поворотна заслінка, яка на певний час відкриває доступ випарованого матеріалу до пластинки.

Різновидом термічного напилювання є **катодне напилювання**, яке здійснюється не у вакуумі, а у розрідженому газі. У катодному напилюванні джерелом напилюваного матеріалу є катод, а анодом служить напівпровідникова пластина, на яку потрібно нанести плівку. У просторі між анодом і катодом під дією прикладеної напруги виникає тліючий електричний розряд. Біля катоду створюється сильне електричне поле і іони газу, прискорені полем бомбардують катод. Під час бомбардування іони газу вибивають із катоду не тільки електрони, а й атоми, в результаті чого катод поступово руйнується. Вибиті з катода атоми осідають на пластину, створюючи плівку необхідної товщини. Перевагою катодного напилення порівняно з термічним є значно менша ступінь вакууму і менша температура нагрівання. У той же час за допомогою катодного напилення неможливо нанести плівку з діелектрика, оскільки матеріал катоду має бути електропровідним.

Іонно-плазмове напилення також здійснюється у розрідженому газовому середовищі. У цьому середовищі створюється несамостійний дуговий розряд між анодом і катодом. На відміну від катодного напилення тут джерелом напилюваного матеріалу є не катод, а спеціальний електрод з напилюваного матеріалу - мішень, яка розміщується під дуговим розрядом. Над мішенню розміщується напівпровідникова пластина, на яку потрібно нанести плівку. Якщо на мішень відносно плазми, створеної дуговим розрядом між анодом і катодом, подати негативний високий потенціал, то під дією електричного поля додатні іони плазми бомбардуватимуть мішень і вибиватимуть із неї атоми напилюваного матеріалу. Ці атоми осідають на пластині, створюючи плівку потрібної товщини.

Можливості іонно-плазмового напилювання значно збільшаться, якщо до інертного газу додати невелику кількість активного газу, атоми якого утворюють потрібні хімічні сполуки з атомами розпилюваного матеріалу. Таких процесів дістав назву **хімічного іонно-плазмового напилювання**.

На відміну від катодного напилювання, при іонно-плазмовому напилюванні можна наносити плівку з діелектрика, переривати процес напилювання без переривання розряду, очищувати мішень і поверхню пластини і тим самим підвищувати якість напилюваної плівки.

Одним з варіантів хімічного іонно-плазмового напилювання є **анодування**. Анодування полягає в окисленні поверхні металу і створенні тонкої діелектричної плівки окислу на поверхні металу. Для цього на метал подають додатний потенціал і негативні іони кисню із плазми газового розряду притягуються до поверхні металу, окислюючи її. По мірі нарощування плівки струм зменшується і щоб підтримати струм на потрібному рівні необхідно підвищувати напругу. Плівка окислу на поверхні металу, отримана анодуванням, має дуже високу якість.

Отримання плівок методом **електрохімічного осадження** відрізняється від попередніх процесів тим, що робочим середовищем є електроліт, тобто рідина. Напівпровідникову пластину, на яку потрібно нанести плівку, зану-

рюють в електроліт і підключають до негативного полюса. Іони металу в електроліті мають позитивний потенціал і притягуються до пластини, осідаючи на її поверхні. Перевагою електрохімічного осадження порівняно з напилюванням є значно більша швидкість наростання плівки і можливість керувати цією швидкістю, змінюючи струм через електроліт. У той же час якість плівки, отриманої методом електрохімічного осадження, значно поступається якості плівки, отриманої напиленням.

Металізація. Для електричного з'єднання між собою елементів інтегральної мікросхеми застосовують металеві провідники, нанесені на поверхню напівпровідникової пластини. Основним матеріалом для металізації служить алюміній завдяки таким його якостям як низька вартість, незначний питомий опір ($1,7 \cdot 10^{-6}$ Ом·м), хороша адгезія до окислу кремнію SiO_2 , відсутність корозії тощо.

Для створення електричних провідників і контактних площадок на поверхню інтегральної схеми напилюють суцільну плівку алюмінію товщиною 0,1...1 мкм. Ця плівка має електричний контакт з шарами кремнію через спеціально виготовлені вікна в окислі. Основна частина алюмінію лежить на поверхні окислу. Поверхню алюмінію покривають шаром фоторезисту, на фоторезист накладають фотошаблон, опромінюють фотошаблон ультрафіолетовим світлом і отримують фоторезистивну маску, яка захищає майбутні смужки алюмінію і контактні площадки від витравлювання. Після цього витравлюють алюміній з незахищених місць і отримують систему алюмінієвих провідників і контактних площадок.

Провідники не можуть перетинати один одного. При великій кількості провідників неможливо уникнути пересікання провідників і тоді застосовують багаторівневу металізацію, коли провідники розміщені у кількох шарах, розділених шарами діелектрика, тобто утворюється багатоповерхова металізація.

Контрольні запитання і завдання

1. На які види поділяються елементи, що застосовуються в імпульсних пристроях?
2. Що таке ідеальні елементи і для чого вони застосовуються?
3. Що називається еквівалентною схемою заміщення і яке її призначення?
4. Зобразіть схеми заміщення реальних джерел енергії.
5. Що таке статичний і динамічний режими роботи імпульсних пристроїв?
6. Для чого застосовуються динамічні і статичні характеристики?
7. Що таке $p-n$ перехід?
8. Де застосовуються напівпровідникові діоди?
9. Що таке стабілітрон?

10. Для чого застосовуються варикапи?
11. Як побудований біполярний транзистор?
12. Проаналізуйте основні процеси у біполярному транзисторі?
13. Що таке h -параметри біполярного транзистора і для чого вони застосовуються?
14. Як визначити h -параметри транзистора за вхідною і вихідною характеристиками?
15. Розкрийте принцип роботи польового транзистора.
16. Які види польових транзисторів Ви знаєте?
17. Як побудовані польові транзистори з керівним p - n переходом і МДН-транзистори?
18. Проаналізуйте основні властивості польових транзисторів на основі вихідної і перехідної характеристик.

РОЗДІЛ 3. ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ В ІМПУЛЬСНИХ ПРИСТРОЯХ

Аналіз перехідних процесів, тобто процесів переходу пристрою від одного усталеного стану до іншого має для імпульсних пристроїв винятково велике значення, оскільки за своєю природою імпульсні сигнали — це короткочасне різке відхилення інформативного параметра від усталеного значення. Вивчення перехідних процесів дає змогу розрахувати можливі перевищення напруг і струмів їх номінальних значень і врахувати ці перевищення під час проектування імпульсних пристроїв для запобігання аварійних режимів. Знання властивостей перехідних процесів дає змогу визначити спотворення сигналів у каналах імпульсних пристроїв і вжити необхідні заходи для зведення цих спотворень до заданого рівня.

3.1 Загальні відомості про перехідні процеси

Функціонування реальних електричних кіл супроводжується змінами, які спричинені підключенням чи відключенням споживачів і генераторів енергії, перехід імпульсних пристроїв від одного режиму роботи до іншого тощо. Такі зміни структури електричного кола прийнято називати **комутаціями** у колі. Дію імпульсу на вхід пристрою за певних умов також можна трактувати як підключення на короткий термін на вхід пристрою джерела енергії. Комутації у колі призводять до переходу електричного кола чи пристрою від одного усталеного режиму до іншого.

Перехідним процесом називається процес переходу елемента імпульсного пристрою чи імпульсного пристрою у цілому від одного усталеного режиму в інший. Перехід від одного стану до іншого відбувається не миттєво, а триває певний час. Теоретично перехідний процес триває нескінченно довго, а практично тривалість перехідного процесу визначається параметрами електричного кола. Перехідні процеси у радіоелектронних пристроях обумовлені наявністю у їх складі реактивних елементів — ємнісних й індуктивних, які мають здатність накопичувати і віддавати накопичену енергію.

Енергія, накопичена в електричному полі ємнісного елемента дорівнює

$$E_C(t) = \frac{C \cdot u^2(t)}{2}. \quad (3.1)$$

Енергія, накопичена у магнітному полі індуктивного елемента, визначається формулою

$$E_L(t) = \frac{L \cdot i^2(t)}{2}. \quad (3.2)$$

Енергія ємнісного чи індуктивного елемента не може змінитися стрибком у момент комутації, оскільки це означало б нескінченно велику потужність, що суперечить закону збереження енергії. Оскільки енергія ємнісного і індуктивного елементів пов'язана з напругою і струмом цих елементів

співвідношеннями (3.1), (3.2), то неможливість зміни енергії стрибком у момент комутації спричинює неможливість зміни стрибком у момент комутації напруги на ємнісному елементі і струму в індуктивному елементі. Ця властивість елементів і пристроїв формулюється у вигляді **законів комутації**.

Перший закон комутації: напруга на ємнісному елементі безпосередньо після моменту комутації $u_C(0_+)$ дорівнює напрузі на цьому елементі безпосередньо перед моментом комутації $u_C(0_-)$, тобто $u_C(0_+) = u_C(0_-)$.

Другий закон комутації: струм в індуктивному елементі безпосередньо після моменту комутації $i_L(0_+)$ дорівнює струму в цьому елементі безпосередньо перед моментом комутації $i_L(0_-)$, тобто $i_L(0_+) = i_L(0_-)$.

Наявність в електричному колі реактивних елементів (індуктивностей і ємностей), які здатні накопичувати і віддавати накопичену енергію, призводить до того, що струми і напруги у колі під час перехідного процесу мають дві складові: **примусову складову**, обумовлену енергією, що надходить від джерел енергії, і **вільну складову**, обумовлену енергією, накопичену реактивними елементами.

Аналіз перехідних процесів в електричних колах.

Аналіз перехідних процесів в електричних колах виконується у такій послідовності:

- визначаються вільні складові струмів у вітках і напруг на елементах електричного кола з невизначеними амплітудами після комутації;
- визначаються примусові складові струмів у вітках і напруг на елементах електричного кола після комутації;
- визначають струми і напруги під час перехідного процесу (перехідні струми і напруги) як суму вільної і примусової складової;
- визначають усталені значення струмів і напруг до моменту комутації;
- визначаються початкові значення вільних складових на основі законів комутації;
- записуються перехідні струми і напруги зі значеннями визначених початкових значень вільних складових.

Аналіз перехідних процесів у наведеній вище послідовності розглянемо на прикладі кола, зображеного на рис.3.1. Перехідний процес у цьому колі спричинений перемиканням (комутацією) резисторів з R_2 на R_3 ключовим елементом SW .

Визначення вільних складових струмів у вітках і напруг на елементах кола. Вільні складові, як вже зазначалося раніше, обумовлені енергією, накопиченою реактивними елементами кола і записуються як сума експоненціальних функцій

$$\begin{aligned} i'(t) &= A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} + A_3 e^{p_3 t} + \dots \\ u'(t) &= B_1 e^{p_1 t} + B_2 e^{p_2 t} + B_3 e^{p_3 t} + \dots \end{aligned} \quad (3.3)$$

де $i'(t)$, $u'(t)$ — відповідно, струм у вітці і напруги на елементі кола; $A_1, A_2, A_3, \dots, B_1, B_2, B_3, \dots$ — амплітуди складових струмів і напруг; $p_1, p_2, p_3, \dots$ — корені характеристичного рівняння.

Характеристичне рівняння, корені якого визначають характер вільних складових (3.3), складається на основі еквівалентної схеми заміщення електричного кола після комутації для вільних складових. Кількість коренів характеристичного рівняння, тобто порядок характеристичного рівняння визначається структурою електричного кола і кількістю реактивних елементів у колі. Оскільки вільні складові не залежать від джерел енергії, то ці джерела на еквівалентній схемі відсутні. На еквівалентній схемі заміщення резистивні елементи мають таке ж значення і позначаються так само як і на електричній схемі заміщення, реактивні ж елементи визначаються своїми характеристичними опорами: характеристичний опір індуктивного елемента дорівнює $X_L(p) = p \cdot L$, а характеристичний опір ємнісного елемента дорівнює $X_C(p) = 1/(p \cdot C)$, тобто характеристичні опори реактивних елементів мають такий же вираз, як і комплексні опори цих елементів, у яких комплексну частоту $j\omega$ замінено на комплексну змінну p . Еквівалентна схема заміщення досліджуваного електричного кола для вільних складових після моменту комутації наведено на рис. 3.2. Щоб записати характеристичне рівняння досліджуваного кола необхідно визначити характеристичний опір кола через характеристичні опори його елементів і прирівняти цей опір до нуля. Зробимо це для кола, наведеного на рис. 3.2

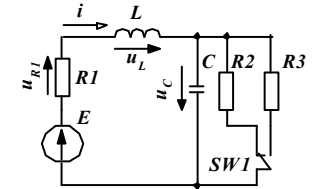


Рис. 3.1

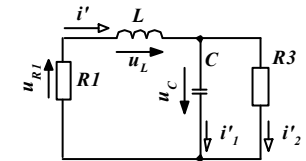


Рис. 3.2

$$Z(p) = R_1 + p \cdot L + \frac{R_3}{1 + p R_3 C} = 0. \quad (3.4)$$

Зведемо до спільного знаменника і прирівняємо чисельний отриманого дробу до нуля

$$Z(p) = \frac{R_1 \left(1 + p \frac{L}{R_1}\right) (1 + p R_3 C) + R_3}{1 + p \cdot C R_3} = 0 \quad (3.5)$$

$$\frac{R_3}{R_1} L C p^2 + \left(\frac{L}{R_1} + R_3 C\right) p + 1 + \frac{R_3}{R_1} = 0$$

Рівняння $\frac{R_3}{R_1} L C p^2 + \left(\frac{L}{R_1} + R_3 C\right) p + 1 + \frac{R_3}{R_1} = 0$ є характеристичне рів-

няння досліджуваного кола. Перетворимо це рівняння у зведене квадратне рівняння

$$p^2 + \left(\frac{R_1}{L} + \frac{1}{R_3 C}\right) p + \left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right) \frac{1}{L C} = 0. \quad (3.6)$$

Введемо позначення

$$\tau_1 = \frac{L}{R_1}; \quad \tau_2 = R_3 C; \quad \frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} = 2\delta; \quad \omega_0^2 = \left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right) \frac{1}{L C}. \quad (3.7)$$

Величини τ_1, τ_2 мають розмірність часу і тому називається **сталими часу**, а величина ω_0 має розмірність циклічної частоти і називається **характеристичною**, або **резонансною частотою**. З урахуванням позначень (3.7) зведене характеристичне рівняння (3.6) матиме вигляд

$$p^2 + 2\delta p + \omega_0^2 = 0. \quad (3.8)$$

Корені цього квадратного рівняння визначаються за формулою

$$\begin{aligned} p_1 &= \delta + \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} \\ p_2 &= \delta - \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Отримавши корені характеристичного рівняння, запишемо вираз для вільної складової напруги на конденсаторі відповідно до загального виразу (3.2)

$$u'_C(t) = U_{1C} e^{p_1 t} + U_{2C} e^{p_2 t}. \quad (3.10)$$

Вільна складова струму заряджання конденсатора також має форму загального виразу (3.2)

$$i'_C(t) = I_{1C} e^{p_1 t} + I_{2C} e^{p_2 t}, \quad (3.11)$$

де I_{1C}, I_{2C} — амплітуди вільних складових струму заряджання конденсатора, які пов'язані з амплітудами вільних складових напруги через характеристичний опір ємності

$$I_{1C} = p_1 C U_{1C}; \quad I_{2C} = p_2 C U_{2C}. \quad (3.12)$$

Вільна складова струму у резисторі R_3

$$i'_3(t) = \frac{U_{1C}}{R_3} e^{p_1 t} + \frac{U_{2C}}{R_3} e^{p_2 t}, \quad (3.13)$$

За першим законом Кірхгофа вільна складова струму в індуктивності дорівнюватиме

$$\begin{aligned} i'_L(t) &= i'_C(t) + i'_3(t) = I_{1L} e^{p_1 t} + I_{2L} e^{p_2 t} \\ I_{1L} &= \left(\frac{1}{R_3} + p_1 C\right) U_{1C}; \quad I_{2L} = \left(\frac{1}{R_3} + p_2 C\right) U_{2C}, \end{aligned} \quad (3.14)$$

Визначення примусових складових струмів у вітках і напруг на елементах кола. Примусові

складові струмів і напруг визначаються як усталені відомими методами електротехніки на основі законів Ома і Кірхгофа. Оскільки у досліджуваному колі діє джерело постійної електрорушійної сили, то опір індуктивного елемента вважається нескінченно малим, а опір ємнісного елемента — нескінченно великим. З урахуванням цього, примусова складова напруги на ємності і струму в індуктивності дорівнюватиме

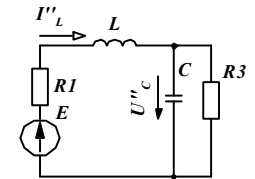


Рис. 3.3

$$\begin{aligned} U_C'' &= E \frac{R_3}{R_1 + R_3} \\ I_L'' &= \frac{E}{R_1 + R_3} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Визначення перехідних струмів і напруг у колі. Струми у вітках кола і напруги на елементах кола визначаються як сума вільної і примусової складових

$$\begin{aligned} u_C(t) &= u'_C(t) + u''_C(t) = U_{1C} e^{p_1 t} + U_{2C} e^{p_2 t} + E \frac{R_3}{R_1 + R_3} \\ i_L(t) &= i'_L(t) + i''_L(t) = I_{1L} e^{p_1 t} + I_{2L} e^{p_2 t} + \frac{E}{R_1 + R_3} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Визначення усталених значень струмів і напруг у колі до комутації. Усталені значення струмів і напруг до комутації, як і

примусові складові струмів і напруг визначаються відомими методами електротехніки на основі законів Ома і Кірхгофа. Схема кола до комутації наведена на рис. 3.4. Опір індуктивного елемента постійному струму вважається нескінченно малим, а опір ємнісного елемента — нескінченно великим. З урахуванням цих положень усталені значення струму у колі і напруг на індуктивному і резистивних елементах до комутації дорівнюватиме ну-

лю, на напруга на ємнісному елементі дорівнюватиме значенню електрорушійної сили джерела

$$\begin{aligned} U_C(0_+) &= E \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ I_L(0_+) &= \frac{E}{R_1 + R_2} \end{aligned} \quad (3.17)$$

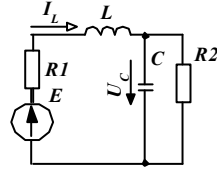


Рис. 3.4

Визначення початкових значень вільних складових струмів та напруг на основі законів комутації. Згідно з законами комутації значення напруги на ємнісному елементі і струму в індуктивному елементі безпосередньо перед моментом комутації і безпосередньо після моменту комутації рівні між собою, тобто

$$\begin{cases} u_C(0_+) = u_C(0_-) \\ i_L(0_+) = i_L(0_-) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} E \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{1C} e^{p_1 0} + U_{2C} e^{p_2 0} + E \frac{R_3}{R_1 + R_3} \\ \frac{E}{R_1 + R_2} = I_{1L} e^{p_1 0} + I_{2L} e^{p_2 0} + \frac{E}{R_1 + R_3} \end{cases} \quad (3.18)$$

Розв'язавши систему рівнянь (3.), отримаємо початкові значення вільних складових напруги на конденсаторі

$$\begin{aligned} U_{1C} &= \frac{-E}{(p_1 - p_2) \cdot \tau_2} \cdot \left[\frac{R_2(p_2 \tau_2 + 1) - R_3}{R_1 + R_2} - \frac{R_3 p_2 \tau_2}{R_1 + R_3} \right] \\ U_{2C} &= \frac{E}{(p_1 - p_2) \cdot \tau_2} \cdot \left[\frac{R_2(p_1 \tau_2 + 1) - R_3}{R_1 + R_2} - \frac{R_3 p_1 \tau_2}{R_1 + R_3} \right] \end{aligned} \quad (3.19)$$

Початкові значення вільних складових струму в індуктивності дорівнюватимуть

$$\begin{aligned} I_{1L} &= \left(\frac{1}{R_3} + p_1 C \right) U_{1C} \\ I_{2L} &= \left(\frac{1}{R_3} + p_2 C \right) U_{2C} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Напруга на конденсаторі і струм в індуктивності у перехідному режимі описуються формулами (3.16), у яких початкові значення вільних складових мають вираз (3.19), (3.20).

3.2 Зарядження і розрядження конденсатора

Принцип дії багатьох імпульсних пристроїв ґрунтується на використанні процесів зарядження і розрядження конденсаторів, тому вивчення і аналіз цих процесів мають велике значення. Проаналізуємо процес зарядження конденсатора в електричному колі зображеному на рис. 3.5, а, який відбувається після перемикання (комутації) ключового елемента SW з правого положення у ліве. Еквівалентна схема заміщення кола для вільних складових наведена на рис. 3.5, б. Характеристичний опір цього кола дорівнює $Z(p) = R_1 + 1/(p \cdot C)$. Прирівнявши цей опір до нуля, знайдемо корені характеристичного рівняння

$$Z(p) = R_1 + 1/(p \cdot C) = \frac{pR_1C + 1}{p \cdot C} \Rightarrow p_1 = -\frac{1}{R_1C} = -\frac{1}{\tau}. \quad (3.21)$$

Вільна складова напруги на конденсаторі матиме вигляд

$$u'_C(t) = Ue^{p_1 t} = Ue^{-\frac{t}{\tau}} = Ue^{-\frac{t}{R_1C}}. \quad (3.22)$$

Стала часу $\tau = R_1 \cdot C$ характеризує інертність кола.

Примусова складова напруги на конденсаторі дорівнює електрорушійній силі джерела

$$u''_C(t) = E. \quad (3.23)$$

Перехідна напруга на конденсаторі дорівнює сумі вільної і примусової складової

$$u_C(t) = u'_C(t) + u''_C(t) = Ue^{p_1 t} + E. \quad (3.24)$$

Усталена напруга на конденсаторі до моменту комутації дорівнює нулю

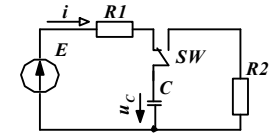
$$u_C(t) = u_C(0_+) = 0. \quad (3.25)$$

Амплітуду U вільної складової напруги на конденсаторі визначається на основі першого закону комутації

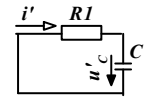
$$u_C(0_+) = u_C(0_-) \Rightarrow 0 = Ue^{p_1 0} + E \Rightarrow U = -E. \quad (3.26)$$

Підставивши вираз для U у рівняння (3.), отримаємо вираз для напруги на конденсаторі у перехідному режимі

$$u_C(t) = -Ee^{p_1 t} + E = E(1 - e^{p_1 t}) = E \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) = E \left(1 - e^{-\frac{t}{R_1C}} \right). \quad (3.27)$$



а)



б)

Рис. 3.5

Струм заряджання конденсатора у перехідному режимі матиме тільки вільну складову $i_C(t) = i'_C(t)$, оскільки примусова складова дорівнює нулю (постійний струм через конденсатор дорівнює нулю, тому що опір конденсатора постійному струмові нескінченно великий). Тоді вираз для перехідного струму заряджання конденсатора матиме вигляд

$$i_C(t) = i'_C(t) = \frac{E}{R_1} e^{-\frac{t}{R_1 C}}. \quad (3.28)$$

На рисунку 3. наведено графік залежності напруги на конденсаторі і струму заряджання конденсатора. З графіка видно, що через час $t = \tau$ після моменту комутації напруга на конденсаторі досягне $u(\tau) = 0.632E$, через $t = 3\tau$ — досягне $u(3\tau) = 0.95E$, а через $t = 5\tau$ — $u(5\tau) = 0.993E$, тобто з похибкою 5% можна вважати, що перехідний процес закінчиться через термін $t = 3\tau$, а з похибкою меншою 1% — що перехідний процес закінчиться через $t = 5\tau$.

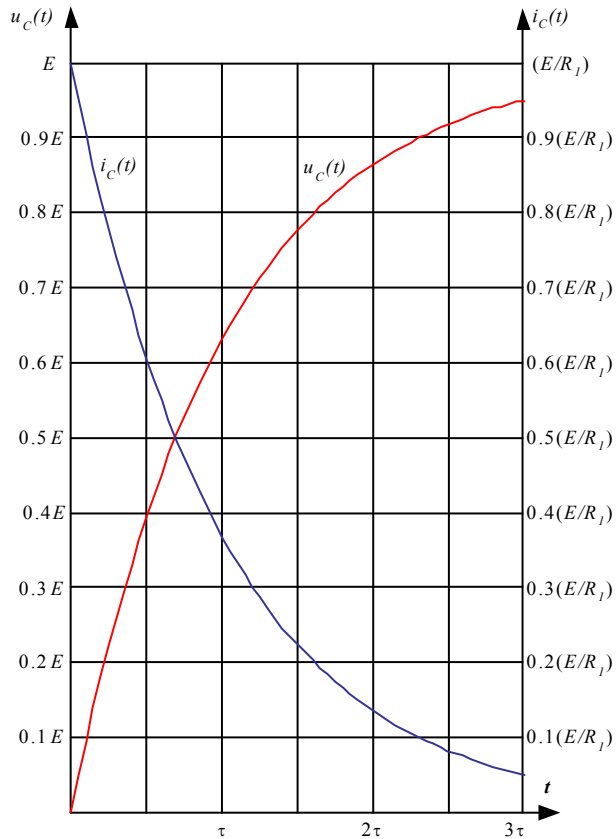


Рис. 3.6

Якщо заряджений до напруги $u_C = E$ конденсатор перемкнути на резистор R_2 , переключивши ключ з лівого положення у праве, то конденсатор почне розряджатися. Вільна складова напруги на конденсаторі дорівнюватиме

$$u'_C(t) = Ue^{p_2 t} = Ue^{-\frac{t}{\tau_2}} = Ue^{-\frac{t}{R_2 C}}, \quad (3.29)$$

де U — амплітуда вільної складової

$\tau_2 = R_2 C$ — стала часу розрядження.

Примусова складова напруги дорівнюватиме нулю, оскільки у колі після комутації не діють джерела електричної енергії. Таким чином, перехідна напруга на конденсаторі під час розрядження має тільки вільну складову, що з часом зменшується до нуля.

Перезаряджання конденсатора. У багатьох імпульсних пристроях, зокрема у мултивібраторах конденсатор перезаряджається до напруги протилежної полярності. У першому стані конденсатор C за допомогою ключів через резистор $R1$ підключений до джерела живлення і заряджається від нього (рис. 3.7, а). Напруга на конденсаторі у цьому перехідному режимі змінюється відповідно до (3.27), тобто

$$u_C(t) = U_{CC} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_1 C}} \right). \quad (3.30)$$

Через час, що значно перевищує сталу часу $\tau_1 = R_1 C$ конденсатор зарядиться до напруги рівної U_{CC} .

Після моменту комутації ключ $SW1$ підключить позитивно заряджену обкладинку конденсатора до спільної шини, а ключ $SW2$ підключить негативно заряджену обкладинку через резистор $R2$ до позитивного полюса джерела енергії (рис. 3.7, б). Конденсатор почне перезаряджатися зі сталою часу $\tau_2 = R_2 C$ від напруги $-U_{CC}$ негативної полярності до напруги $+U_{CC}$ позитивної полярності.

Вільна $u'_C(t)$ і примусова U_C'' складові напруги на конденсаторі мають вирази

$$u'_C(t) = Ue^{p_2 t} = Ue^{-\frac{t}{\tau_2}} = Ue^{-\frac{t}{R_2 C}}, \quad (3.31)$$

$$U_C'' = +U_{CC}$$

Усталена напруга на конденсаторі до моменту комутації дорівнює

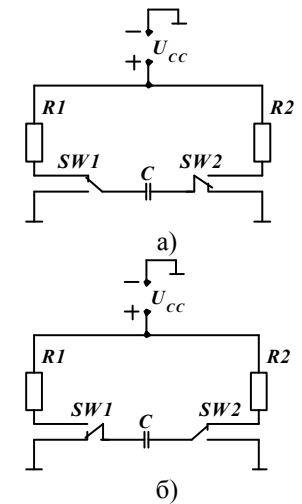


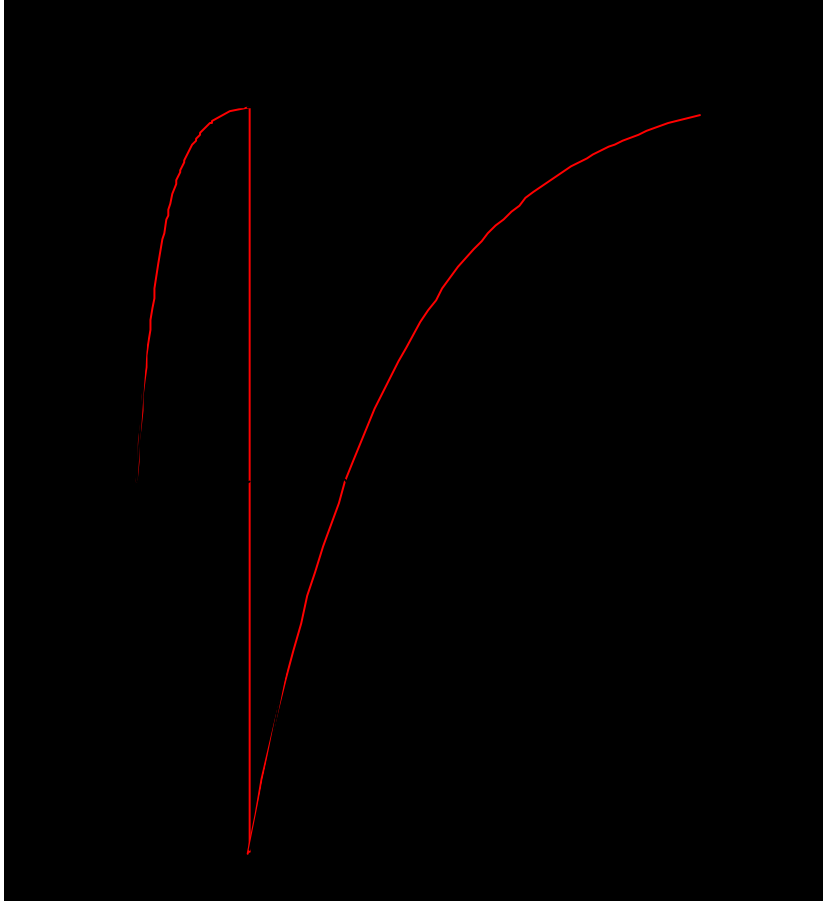
Рис. 3.7

$$U_C(0_+) = -U_{CC} . \quad (3.32)$$

Склавши рівняння для напруги за законом комутації

$$U_C(0_+) = u_C(0_-) \Rightarrow -U_{CC} = U e^{-\frac{0}{R_2 C}} + U_{CC} , \quad (3.33)$$

визначаємо початкове значення вільної складової $U = -2U_{CC}$.



Напруга на конденсаторі під час перезаряджання визначається формулою

$$u_C(t) = u'_C(t) + U_C'' = U e^{-\frac{t}{R_2 C}} + U_{CC} = -2U_{CC} e^{-\frac{t}{R_2 C}} + U_{CC} = U_{CC} \left(1 - 2e^{-\frac{t}{R_2 C}} \right) , \quad (3.34)$$

Час, за який конденсатор перезарядиться від напруги $u_C(t_1) = -U_{CC}$ у мо-

мент $t_1 = 0$ до $u_C(t_2) = U_{CC} \left(1 - 2e^{-\frac{t_2}{R_2 C}} \right) = 0$ у момент t_2 дорівнюватиме

$$T = t_2 - t_1 = R_2 C \ln 2 , \quad (3.35)$$

3.3 Увімкнення і вимкнення струму в котушці індуктивності

Реальна котушка індуктивності має еквівалентну схему заміщення у вигляді послідовного з'єднання ідеальних резистивного і індуктивного елементів. Проаналізуємо перехідні процеси у реальній котушці індуктивності при підключенні її до джерела постійної електрорушійної сили.

Визначаємо корені характеристичного рівняння, прирівнявши характеристичний опір кола до нуля

$$Z(p) = R + pL = 0 \Rightarrow p_1 = -\frac{R}{L} = -\frac{1}{\tau} , \quad (3.36)$$

де $\tau = L/R$ — стала часу реальної котушки, що характеризує її інертні властивості.

Вільна складова струму у колі

$$i'_L(t) = I_L e^{-\frac{R}{L}t} . \quad (3.37)$$

Примусова складова струму у колі, яка встановиться у колі після закінчення перехідного процесу

$$I''_L = \frac{U_{CC}}{R} . \quad (3.38)$$

Струм у колі у перехідному режимі

$$i_L(t) = i'_L(t) + I_L'' = I_L e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{U_{CC}}{R} \quad (3.39)$$

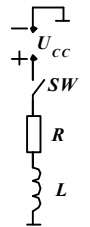


Рис. 3.9

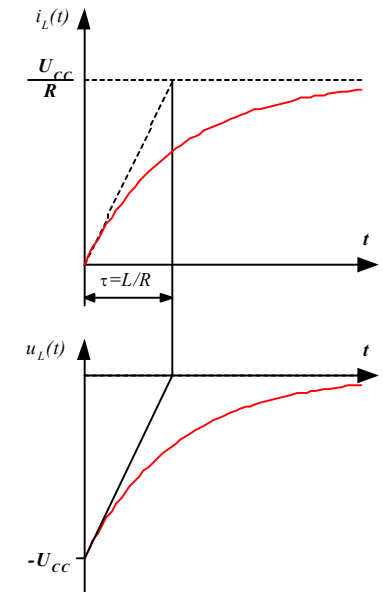


Рис. 3.10

Вважаючи, що до моменту комутації струм у котушці $I_L(0_+)=0$, визначимо за законом комутації початкове значення вільної складової струму I_L

$$I_L(0_+)=i_L(0_-) \Rightarrow 0 = I_L e^{-\frac{R}{L} \cdot 0} + \frac{U_{CC}}{R} \Rightarrow I_L = -\frac{U_{CC}}{R}. \quad (3.40)$$

Підставивши вираз (3.40) для I_L у рівняння (3.39), отримаємо вираз для перехідного струму у реальній котушці індуктивності

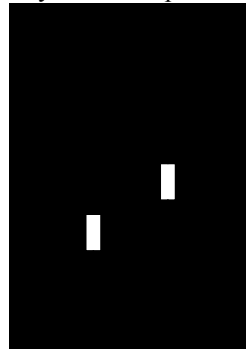
$$i_L(t) = -\frac{U_{CC}}{R} e^{-\frac{R}{L} \cdot t} + \frac{U_{CC}}{R} = \frac{U_{CC}}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \right). \quad (3.41)$$

Напругу на індуктивному елементі можна визначити за другим законом Кірхгофа

$$u_L(t) = U_{CC} - R \cdot i_L(t) = -U_{CC} e^{-\frac{R}{L} \cdot t}. \quad (3.42)$$

Графіки залежності струму і напруги на індуктивному елементі наведені на рис. 3.10. З графіків видно, що струм в котушці плавно наростає від нуля до усталеного значення, а напруга у момент комутації стрибком зростає до напруги джерела живлення протилежної полярності, а потім плавно спадає до нуля. Тривалість перехідних процесів визначається сталою часу $\tau=L/R$.

Розглянемо тепер процеси у реальній котушці, які відбуваються при відключенні реальної котушки від джерела енергії. Оскільки до моменту комутації у котушці протікав струм $I_L(0_+)=U_{CC}/R$, то зразу ж після моменту комутації за другим законом комутації цей струм мав би зберігати своє значення і напрям. Але ж після моменту комутації електричне коло буде розімкнене і умова для протікання струму буде відсутня. Це протиріччя вирішується тим, що у реальних пристроях процес комутації відбувається не миттєво, а впродовж певного часу. Під час комутації струм у котушці різко зменшується і за законом електромагнітної індукції у котушці наводиться значна електрорушійна сила самоіндукції, яка прикладена між контактами вимикача. Під дією цієї електрорушійної сили пробивається повітряний проміжок між контактами і виникає електрична дуга і електричне коло замикається через дугу. Енергія, накопичена у магнітному полі котушки, перетворюється у теплову енергію дуги. Розривання електричного кола з індуктивністю призводить до обгоряння контактів і до значних перенапруг в елементах кола, що може спричинити пробій ізоляції. Щоб уникнути цих негативних наслідків, у колах зі значними індуктивностями паралельно котушкам вмикається послідовне з'єднання діода і резистора, на якому гаситься накопичена у котушці енергія (рис. 3.11).



До моменту комутації усталений струм у котушці дорівнював $I_L(0_+)=U_{CC}/R_2$. Струм у резисторі R_1 був майже рівний нулю, оскільки діод увімкнений у зворотному напрямі.

Корінь характеристичного рівняння, визначений з умови, що характеристичний опір кола дорівнює нулю, виражається через параметри кола

$$p_1 = -\frac{R_1 + R_2}{L} = -\frac{1}{\tau}. \quad (3.43)$$

Вільна складова струму у колі

$$i'_L(t) = I_L e^{p_1 t} = I_L e^{-\frac{R_1 + R_2}{L} t}. \quad (3.44)$$

Примусова складова струму дорівнюватиме нулю $I''_L=0$, тому що у колі після комутації відсутні джерела енергії. Перехідний струм у колі матиме тільки вільну складову

$$i_L(t) = i'_L(t) + I''_L = I_L e^{-\frac{R_1 + R_2}{L} t}. \quad (3.45)$$

Визначаємо початкове значення I_L вільної складової струму на основі закону комутації

$$I_L(0_+)=i_L(0_-) \Rightarrow \frac{U_{CC}}{R_2} = I_L e^{-\frac{R_1 + R_2}{L} \cdot 0} \Rightarrow I_L = \frac{U_{CC}}{R_2}. \quad (3.46)$$

Перехідний струм у колі з урахуванням виразу (3.) описується рівнянням

$$i_L(t) = \frac{U_{CC}}{R_2} e^{-\frac{R_1 + R_2}{L} t}. \quad (3.47)$$

Напругу на індуктивності визначимо на основі другого закону Кірхгофа

$$u_L(t) = -(u_{R1} + u_{R2}) = -(R_1 + R_2) \cdot i_L(t) = -U_{CC} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) e^{-\frac{R_1 + R_2}{L} t}. \quad (3.48)$$

Графіки перехідних струму і напруги наведені на рис. 3.12. Як видно з графіків, струм у колі плавно спадає від усталеного значення до нуля. Напруга на котушці у момент комутації стрибком змінюється від значення U_{CC}

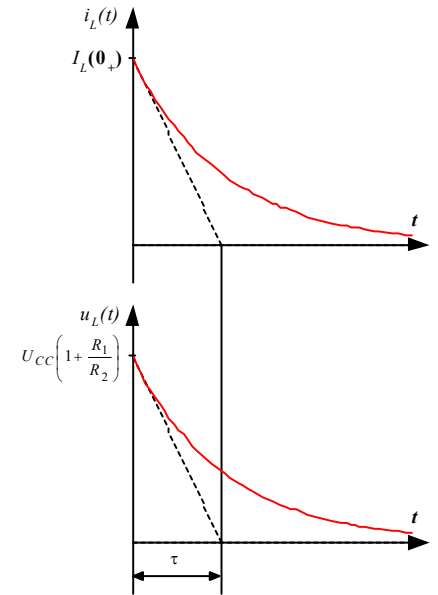


Рис. 3.12

до значення $-U_{CC}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$, а потім плавно спадає до нуля. Якщо опір R_1 у

багато разів більший за опір реальної котушки R_2 , то напруга на котушці може набагато перевищувати напругу живлення. З одного боку цю властивість слід враховувати для попередження пробою ізоляції. З іншого боку, цю властивість використовують для створення високовольтних імпульсів напруги на котушці.

3.4 Перехідні процеси у колах з індуктивністю і ємністю

Проаналізуємо перехідний процес, коли конденсатор заряджений на першому етапі до напруги джерела живлення розряджається на реальну котушку індуктивності. Корені характеристичного рівняння знайдемо, прирівнявши до нуля характеристичний опір кола

$$Z(p) = R_2 + pL + \frac{1}{pC} = 0 \Rightarrow LCp^2 + R_2Cp + 1 = 0 \quad (3.49)$$

$$p_1 = -\delta + \sqrt{\delta^2 + \omega_0^2}; \quad p_2 = -\delta - \sqrt{\delta^2 + \omega_0^2}$$

де $\tau = L/R_2$ — стала часу;

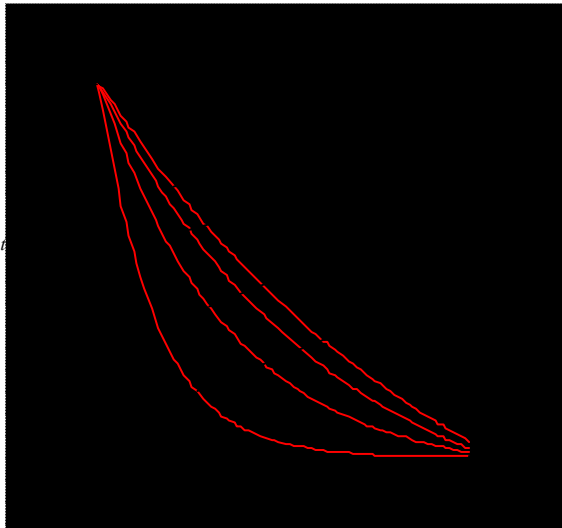
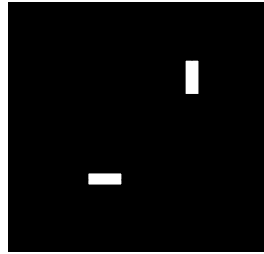
$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ — резонансна частота;

$$\delta = 1/2\tau.$$

Вільна складова напруги на конденсаторі матиме вигляд

$$u'_C(t) = U_{1C}e^{p_1 t} + U_{2C}e^{p_2 t} \quad (3.50)$$

Вільна складова струму через конденсатор $i_C(t)$ є одночасно вільною складовою струму у всьому колі $i(t)$, отже і вільною складовою струму в індуктивності



$$i'_C(t) = i'(t) = i'_L(t) = I_{1C}e^{p_1 t} + I_{2C}e^{p_2 t} = I_{1L}e^{p_1 t} + I_{2L}e^{p_2 t}. \quad (3.51)$$

Співвідношення між U_{1C} , U_{2C} та I_{1C} , I_{2C} визначаються на основі закону Ома через характеристичний опір ємності $1/pC$, тобто

$$I_{1L} = I_{1C} = p_1 C \cdot U_{1C}; \quad I_{2L} = I_{2C} = p_2 C \cdot U_{2C}. \quad (3.52)$$

Примусові складові струму і напруги дорівнюють нулю, оскільки після комутації у колі відсутні джерела енергії

$$U''_C = 0; \quad I''_C = 0. \quad (3.53)$$

Напруга на ємності і струм в індуктивності у перехідному режимі мають тільки вільні складові

$$u_C(t) = u'_C(t) + U''_C = U_{1C}e^{p_1 t} + U_{2C}e^{p_2 t}$$

$$i_L(t) = i'_L(t) + I''_L = I_{1L}e^{p_1 t} \quad (3.54)$$

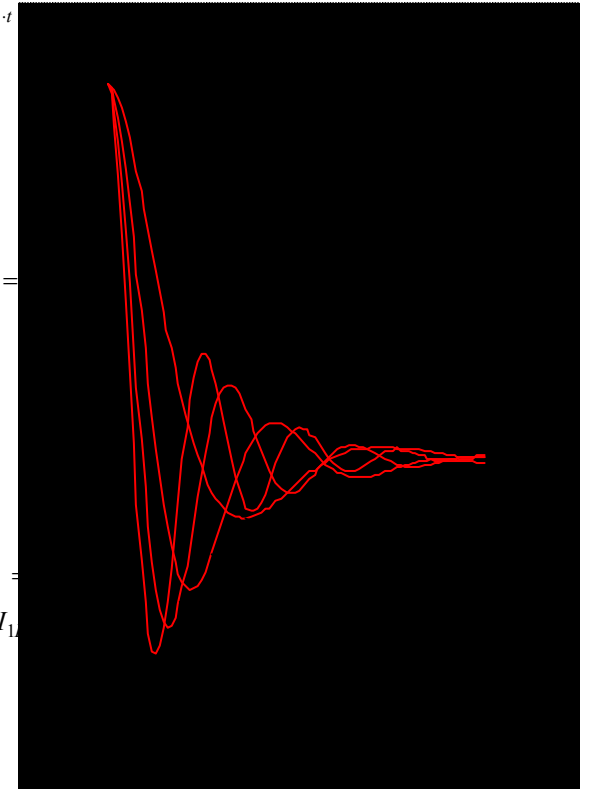
До моменту комутації конденсатор зарядився до напруги джерела живлення, а струм в індуктивності дорівнював нулю

$$U_C(0_+) = U_{CC}; \quad I_L(0_+) = 0. \quad (3.55)$$

На основі законів комутації визначаємо початкові значення вільних складових, враховуючи співвідношення (3.) між ними

$$\begin{cases} U_C(0_+) = u_C(0_-) \\ I_L(0_+) = i_L(0_-) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_{CC} = U_{1C} + U_{2C} \\ 0 = I_{1L} + I_{2L} \end{cases} \quad (3.56)$$

Розв'язавши отриману систему рівнянь, отримаємо вирази для початкових значень вільних складових



$$U_{1C} = U_{CC} \frac{p_2}{p_2 - p_1}; \quad U_{2C} = U_{CC} \frac{p_1}{p_1 - p_2} \quad (3.57)$$

$$I_{1C} = p_1 C U_{CC} \frac{p_2}{p_2 - p_1}; \quad I_{2C} = p_2 C U_{CC} \frac{p_1}{p_1 - p_2}$$

З урахуванням співвідношень (3.57), вирази (3.54) для напруги на конденсаторі і струму у котушці у перехідному режимі матимуть вигляд

$$u_C(t) = U_{CC} \frac{p_2}{p_2 - p_1} e^{p_1 t} + U_{CC} \frac{p_1}{p_1 - p_2} e^{p_2 t} \quad (3.58)$$

$$i_L(t) = p_1 C U_{CC} \frac{p_2}{p_2 - p_1} e^{p_1 t} + p_2 C U_{CC} \frac{p_1}{p_1 - p_2} e^{p_2 t}$$

Проаналізуємо залежність характеру перехідних процесів від співвідношення між параметрами схеми.

1. Аперіодичний режим перехідного процесу реалізується за умови

$$\delta > \omega_0 \Rightarrow \frac{R_2}{2L} > \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow R_2 > 2\sqrt{\frac{L}{C}} = 2\rho. \quad (3.59)$$

де $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ — хвильовий опір електричного кола (електричного контуру).

Графіки напруги на ємності в аперіодичному режимі при різних співвідношеннях δ/ω_0 наведено на рис. 3.14.

2. Коливальний режим перехідного процесу реалізується, якщо виконується така умова

$$\delta < \omega_0 \Rightarrow \frac{R_2}{2L} < \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow R_2 < 2\sqrt{\frac{L}{C}} = 2\rho. \quad (3.60)$$

Перехідна напруга на ємності у коливальному режимі при різних співвідношеннях ω_0/δ наведена на рис. 3.15.

3. Якщо ж виконуватиметься умова

$$\delta = \omega_0 \Rightarrow \frac{R_2}{2L} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow R_2 = 2\sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (3.61)$$

то спостерігатиметься критичний режим.

Контрольні запитання і завдання

1. Що таке комутація?
2. Дайте визначення перехідного процесу в електричному колі.
3. Сформулюйте закони комутації.

4. Що таке вільна і примусова складові?
5. У якій послідовності здійснюється аналіз перехідних процесів в електричних колах?
6. Як визначити вільні складові струмів у вітках і напруг на елементах кола?
7. Що таке характеристичне рівняння кола?
8. Як визначити примусові складові струмів у вітках і напруг на елементах кола?
9. Проаналізуйте процеси заряджання і розряджання конденсатора?
10. Які процеси відбуваються у колі під час увімкнення і вимкнення струму у котушці індуктивності?
11. Дайте аналіз перехідних процесів у колі, що містить індуктивність і ємність.

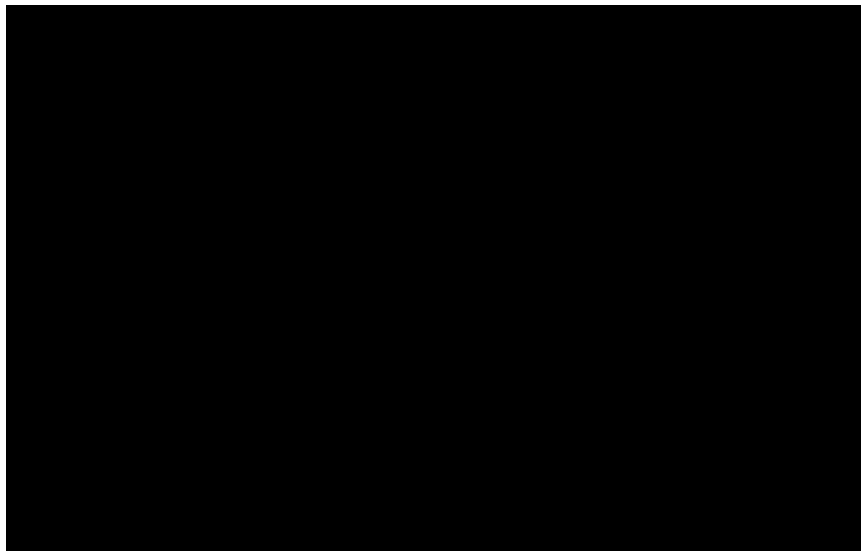
РОЗДІЛ 4. ПІДСИЛЮВАЧІ ІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ

Підсилювачі є одним з найбільш поширених імпульсних пристроїв, які широко застосовуються у каналах обробки інформації. Важливою особливістю імпульсних сигналів є широка смуга їх частот, тому до підсилювачів імпульсних сигналів ставляться підвищені вимоги щодо підсилення таких широкосмугових сигналів з допустимими спотвореннями.

На сучасному етапі розвитку імпульсної техніки застосовуються здебільшого інтегральні підсилювачі, тобто підсилювачі виготовлені за інтегральною технологією на кристалі напівпровідникового матеріалу.

4.1 Загальні відомості і класифікація підсилювачів

Підсилювачем називається електронний пристрій, призначений для підсилення інформативного параметра сигналу.



Структура підсилювача наведена на рис. 4.1. Принцип дії підсилювача полягає у керуванні потоком енергії від джерела до споживача під дією інформативного параметру сигналу.

З точки зору теорії електричних кіл і систем, підсилювач — це активний чотириполюсник, що має два вхідних і два вихідних полюса і характеризується вхідним Z_x і вихідним Z_y опорами (імпедансами) і керованим ідеальним джерелом енергії (рис. 4.2).

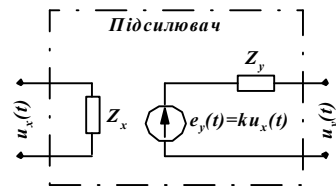


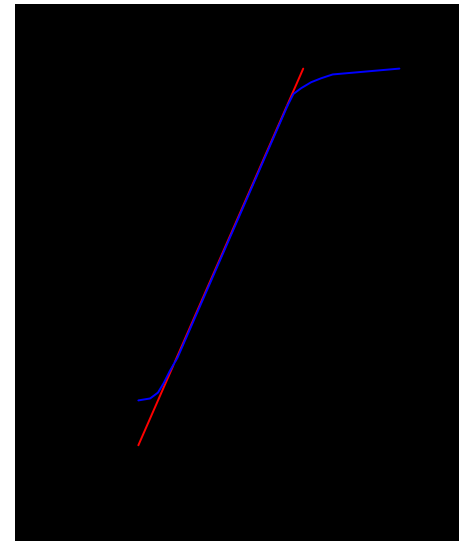
Рис. 4.2

Класифікація підсилювачів. Підсилювачі класифікують за такими ознаками:

- ☐ за типом активного елемента - транзисторні, лампові, магнітні тощо;
- ☐ за родом інформативного параметра сигналу - підсилювачі напруги, струму, потужності;
- ☐ за діапазоном частоти - підсилювачі постійного струму (ППС), підсилювачі нижніх частот (ПНЧ), підсилювачі верхніх частот (ПВЧ);
- ☐ за шириною смуги частот — широкосмугові (імпульсні) підсилювачі і вузькосмугові (резонансні) підсилювачі;
- ☐ за кількістю каскадів — однокаскадні і багатокаскадні;
- ☐ за способом з'єднання каскадів — з резистивним зв'язком, з індуктивним зв'язком, з ємнісним зв'язком.

Основні характеристики та параметри підсилювача. Властивості підсилювача визначає сукупність характеристик і параметрів підсилювача, користуючись якими можна проектувати підсилювачі, а також аналізувати роботу підсилювачів у різних режимах роботи.

Амплітудна характеристика підсилювача - це залежність амплітуди U_{ym}



вихідного синусоїдного сигналу від амплітуди U_{xm} вхідного синусоїдного сигналу підсилювача визначеної частоти. Здебільшого це середня частота робочого діапазону частот, яка, як правило, вибирається рівною 1 кГц.

Амплітудна характеристика ідеального підсилювача - це пряма лінія, яка проходить через початок координат під кутом α до додатного напрямку осі абсцис (рис.4.4).

Амплітудна характеристика реального підсилювача лінійна лише в середній частині і відхиляється від прямої лінії в області малих і великих сигналів. Відхилення від прямої в області великих сигналів

обумовлено тим, що активний елемент (транзистор, наприклад) входить в режим насичення і коефіцієнт підсилення його зменшується. Відхилення від прямої в області малих сигналів спричинено дією наводок, завад і власних шумів підсилювача. За амплітудною характеристикою підсилювача можна визначити низку параметрів підсилювача: коефіцієнт підсилення, динамічний діапазон, коефіцієнт нелінійних спотворень тощо.

Коефіцієнт підсилення. Коефіцієнтом підсилення називається відношення амплітуди сигналу U_{ym} виході до амплітуди сигналу U_{xm} на вході підсилювача

$$K = U_{ym} / U_{xm} \quad (4.1)$$

тобто коефіцієнт підсилення показує в скільки разів підсилювач збільшив амплітуду сигналу.

Графічно коефіцієнт підсилення пропорційний тангенсу кута нахилу лінійної частини амплітудної характеристики до додатного напрямку осі абсцис. Враховуючи те, що коефіцієнт підсилення виражений у безрозмірних одиницях, - це досить велике число з багатьма цифрами, то знайшли застосування логарифмічні одиниці - децибелі (дБ). Коефіцієнт підсилення, виражений у децибелах, дорівнює

$$G = 20 \lg(U_{ym} / U_{xm}) \quad (4.2)$$

Коефіцієнт нелінійних спотворень. Відхилення амплітудної характеристики реального підсилювача від прямої лінії спричиняє спотворення форми вихідного сигналу підсилювача і відхилення її від синусоїдної, якщо на вході підсилювача діє синусоїдний сигнал. Ступінь нелінійних спотворень оцінюється коефіцієнтом нелінійних спотворень

$$K_{nc} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_n}} \quad (4.3)$$

або коефіцієнтом гармонік

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + \dots + P_n}{P_1}} \quad (4.4)$$

де $P_1, P_2, \dots, P_n$ - потужності гармонік вихідного сигналу.

Динамічний діапазон підсилювача. Як вже зазначалося, амплітудна характеристика лінійна тільки в середній своїй частині. Лінійна ділянка обмежена з боку малих сигналів мінімальним значенням вхідного сигналу $U_{xm, min}$ (поріг чутливості), а з боку великих сигналів - максимальним значенням вхідного сигналу $U_{xm, max}$ (поріг насичення). Динамічний діапазон визначається в логарифмічних одиницях за формулою

$$D = U_{xm, max} / U_{xm, min} \quad (4.5)$$

Комплексна частотна характеристика підсилювача. Визначає підсилення сигналу синусоїдної форми у всьому частотному діапазоні за формулою

$$K(j\omega) = \frac{U_y(j\omega)}{U_x(j\omega)} = \frac{U_y(\omega)}{U_x(\omega)} \cdot e^{j[\psi_y(\omega) - \psi_x(\omega)]} \quad (4.6)$$

де $U_x(j\omega) = U_x(\omega) \cdot e^{j\psi_x(\omega)}$ - комплекс діючого значення вхідного синусоїдного сигналу підсилювача $u_x(t) = \sqrt{2} U_x \sin(\omega t + \psi_x)$, який на частоті ω має діюче значення U_x і початковий фазовий кут ψ_x ;

$U_y(j\omega) = U_y(\omega) \cdot e^{j\psi_y(\omega)}$ — комплекс діючого значення вихідного значення

вхідного синусоїдного сигналу підсилювача $u_y(t) = \sqrt{2} \cdot U_y \sin(\omega t + \psi_y)$, який на частоті ω має діюче значення U_y і початковий фазовий кут ψ_y . Відношення діючого або амплітудного значення вихідного синусоїдного сигналу U_y на частоті ω , тобто $U_y(\omega)$ до діючого або амплітудного значення вхідного синусоїдного сигналу U_x на тій самій частоті ω , тобто $U_x(\omega)$ називається *амплітудно-частотною характеристикою* підсилювача

$$K(\omega) = \frac{U_y(\omega)}{U_x(\omega)} \quad (4.7)$$

Амплітудно-частотна характеристика - це модуль комплексної частотної характеристики

$$K(\omega) = |K(j\omega)| \quad (4.8)$$

Фазочастотною характеристикою підсилювача називається різниця початкових фазових кутів вихідного $\Psi_y(\omega)$ і вхідного $\Psi_x(\omega)$ сигналу на частоті ω , тобто

$$\varphi(\omega) = \Psi_y(\omega) - \Psi_x(\omega), \quad (4.9)$$

інакше кажучи, фазочастотна характеристика підсилювача — це зсув фаз між вихідним і вхідним сигналами на частоті ω .

Фазочастотна характеристика є аргументом комплексної частотної характеристики як комплексного числа на частоті ω .

$$\varphi(\omega) = \arg(K(j\omega)) \quad (4.10)$$

Амплітудно-частотна характеристика. Термін “амплітудно-частотна характеристика” обумовлений тим, що це залежність від частоти і кожна точка цієї залежності показує відношення амплітуди вихідного синусоїдного сигналу до амплітуди вхідного сигналу. Інакше кажучи, амплітудно-частотна характеристика - це, фактично, коефіцієнт підсилення синусоїдного сигналу залежний від частоти. На рис.4.5 наведені амплітудно-частотні характеристики підсилювачів:

- ширококутового підсилювача змінного струму (рис.4.5 а);
- вузькосмугового (резонансного) підсилювача змінного струму (рис.4.5 б);
- підсилювача постійного струму (рис.4.5 в).

Графіки амплітудно-частотних характеристик будують у логарифмічному масштабі як по осі ординат, так і по осі абсцис.

По осі ординат застосовують або шкалу десяткових логарифмів і тоді амплітудно-частотні характеристики, тобто коефіцієнт підсилення виражається у десяткових логарифмічних одиницях - децибелах (дБ)

$$G(\omega) = 20 \lg K(\omega), \quad (4.11)$$

або шкалу натуральних логарифмів і тоді значення амплітудно-частотної характеристики виражається у натуральних логарифмічних одиницях - неперах (Нп)

$$g(\omega)_{\text{нп}} = \ln K(\omega) \quad (4.12)$$

По осі частот також застосовують або шкалу десяткових логарифмів і тоді значення частоти виражають у десяткових логарифмічних одиницях частоти - декадах (дк)

$$\omega_{\text{дек}} = \lg \omega / \omega_0, \quad (4.13)$$

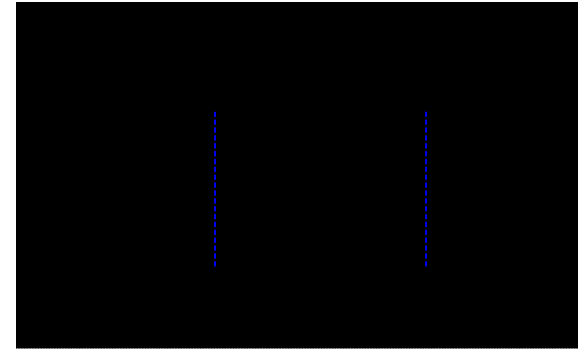
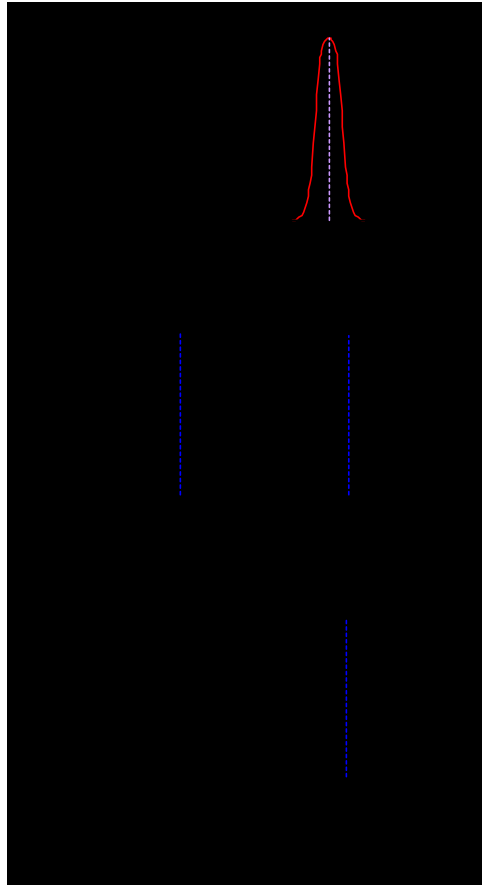
де ω_0 - базова частота, яку вибирають, як правило, рівною $\omega_0 = 1/\text{с}^{-1}$; або шкалу двійкових логарифмів і тоді значення частоти виражають у двійкових логарифмічних одиницях частоти - октавах (ок)

$$\omega_{\text{ок}} = \log_2 (\omega / \omega_0) \quad (4.14)$$

Амплітудно-частотна характеристика підсилювача визначає властивості підсилювача у всьому частотному діапазоні і має велику інформативну здатність. Для характеристики часткових, але в той же час найбільш важливих властивостей підсилювача застосовують параметри підсилювача, які можна визначити за амплітудно-частотною характеристикою.

Частотні спотворення підсилювача. Амплітудно-частотна характеристика ідеального підсилювача - це необмежена пряма лінія, паралельна осі абсцис, тобто ідеальний підсилювач має коефіцієнт підсилення абсолютно однаковий для всіх частот у необмеженому частотному діапазоні. Амплітудно-частотна характеристика реального підсилювача збігається з прямою лінією тільки в області середніх частот і відхиляється від прямої лінії в області вищих частот, а також в області нижчих частот для підсилювача змінного струму.

Відхилення амплітудно-частотної характеристики від



прямої лінії обумовлюють частотні спотворення підсилювача, які полягають у неоднаковому підсиленні сигналів різних частот. Частотні спотворення характеризуються коефіцієнтом частотних спотворень, який визначається відношен-

ням коефіцієнта підсилення на середній частоті $K(\omega_0)$ до коефіцієнта підсилення на даній частоті $K(\omega)$

$$M(\omega) = K(\omega_0)/K(\omega). \quad (4.15)$$

Для якісної роботи підсилювача необхідно, щоб коефіцієнт нелінійних спотворень $M(\omega)$ не перевищував допустимого значення $M(\omega) \leq M_{\text{доп}}$. Часто допустиме значення коефіцієнта частотних спотворень приймають рівним 0,707, або в логарифмічних одиницях - 3 дБ. Частоти ω_n та ω_v , на яких коефіцієнт частотних спотворень дорівнює допустимому, називаються **нижньою** і **верхньою граничними частотами** (рис.4.5 а). Для підсилювача постійного струму $\omega_n = 0$.

Смуга пропускання підсилювача - це діапазон частот, у якому коефіцієнт частотних спотворень не перевищує допустимих значень (рис.4.5), тобто

$$\Delta\omega = \omega_v - \omega_n \quad (4.16)$$

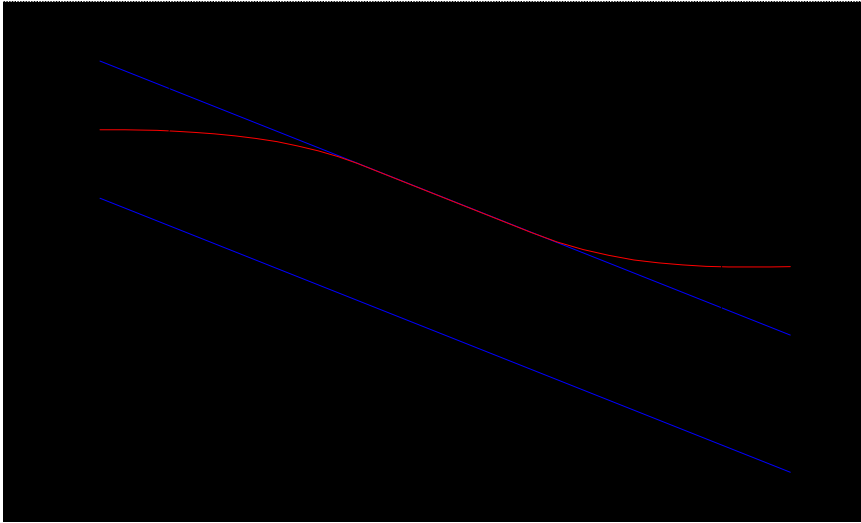
Фазочастотна характеристика підсилювача (ФЧХ) - це залежність від частоти кута зсуву фази вихідного сигналу по відношенню до вхідного.

$$\varphi(\omega) = \psi_y(\omega) - \psi_x(\omega) \quad (4.17)$$

Разом з тим фазочастотна характеристика підсилювача є аргументом комплексної частотної характеристики. Додатні значення фазочастотної характеристики відповідають випередженню, а від'ємні - відставанню вихідного сигналу відносно вхідного. Кут зсуву фаз $\varphi(\omega)$ обумовлені наявністю в схемі підсилювача реактивних елементів.

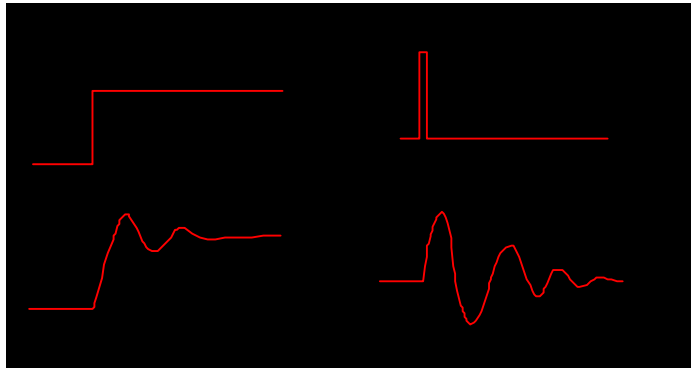
Фазочастотна характеристика ідеального підсилювача - це пряма лінія $\varphi(\omega) = -\varepsilon\omega$, яка проходить через початок координат під деяким кутом до додатного напрямку осі частот (рис.4.6), тобто кут зсуву фаз прямо пропорційний частоті. Це означає, що будь-яка гармоніка складного сигналу зсувається на один і той же інтервал часу τ . Таким чином, складний сигнал, проходячи через підсилювач, буде зсунутий в часі на інтервал часу τ , але його форма залишається незмінною.

Фазочастотна характеристика реального підсилювача (рис.4.6) лінійна тільки в області середніх частот і значно відхиляється від прямої лінії в області нижчих і вищих частот.



Фазові спотворення сигналу. Відхилення фазочастотної характеристики від прямої лінії призводить до того, що гармоніки складного сигналу, проходячи через підсилювач, матимуть неоднаковий зсув в часі і форма вихідного сигналу спотворюється. Такі спотворення сигналу називаються фазовими спотвореннями. Аналогічно частотним, фазові спотворення визначаються на верхній ω_H та нижній ω_L частотах як різниця ординат фазочастотної характеристики реального підсилювача і прямої лінії, дотичної до цієї характеристики в області середніх частот.

Частотні і фазові спотворення відносяться до лінійних спотворень сигналу, тому що вони спричинені лінійними реактивними елементами підсилювача.



Перехідна характеристика підсилювача. Перехідною характеристикою підсилювача $h(t)$ називається реакція підсилювача на вхідний одиничний ступінчатий сигнал $u(t)$, тобто вихідний сигнал підсилювача, якщо на вході підсилювача діє одиничний ступінчатий сигнал (рис. 4.7, а). Перехідна характеристика описує інерційні властивості підсилювача: чим більша інертність підсилювача, тим більше потрібно часу, щоб вихідний сигнал досяг усталеного значення.

Імпульсна характеристика підсилювача. Реакція підсилювача на імпульс, тривалість якого набагато менша тривалості перехідних процесів у підсилювачах, називається імпульсною характеристикою підсилювача (рис.4.7, б).

4.2 Зворотні зв'язки у підсилювачах

Зворотним зв'язком (ЗЗ) називається передача частини енергії вихідного сигналу на вхід підсилювача. Пристрій, за допомогою якого частина вихідного сигналу підсилювача передається на його вхід називають **ланкою зворотного зв'язку**.

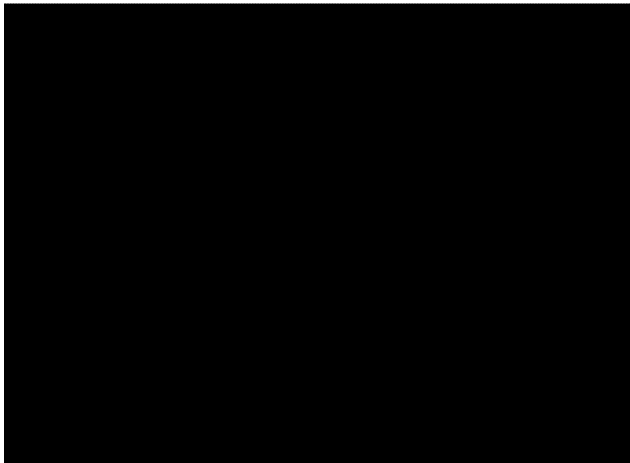
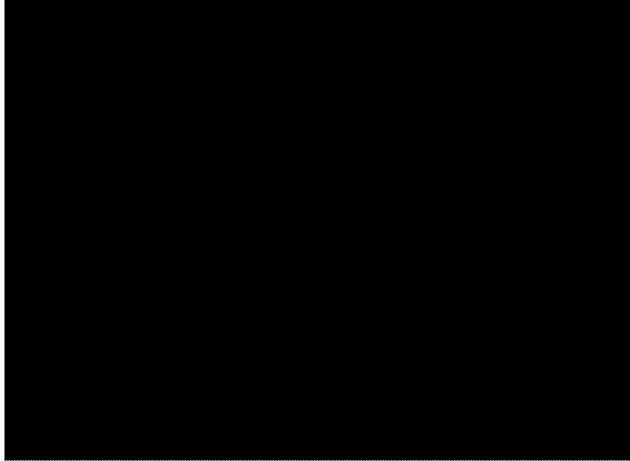
Зворотний зв'язок називається **додатним**, якщо частина вихідного сигналу **додається** до вхідного сигналу підсилювача, якщо ж частина вихідного сигналу **віднімається** від вхідного, то зворотний зв'язок називається **від'ємним**.

За способом увімкнення зворотного зв'язку на вході підсилювача розрізняють послідовний і паралельний зворотний зв'язок.

Якщо джерело вхідного сигналу і вихід ланки зворотного зв'язку ввімкнені послідовно (рис.4.8, рис.4.10), то такий зворотний зв'язок називають **послідовним**, а якщо паралельно, то **паралельним** (рис.4.9, рис.4.11). За способом увімкнення зворотного зв'язку на виході підсилювача

розрізняють зворотний зв'язок за струмом і за напругою.

Якщо сигнал зворотного зв'язку пропорційний вихідному струму підсилювача, то маємо зворотний зв'язок за струмом (рис.4.8, рис.4.9), а якщо про-



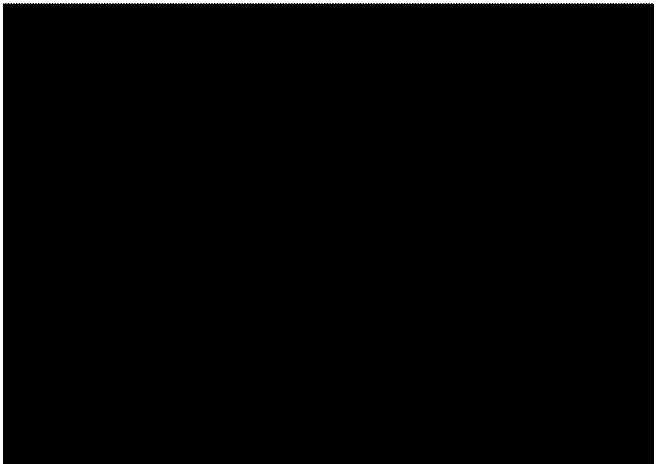
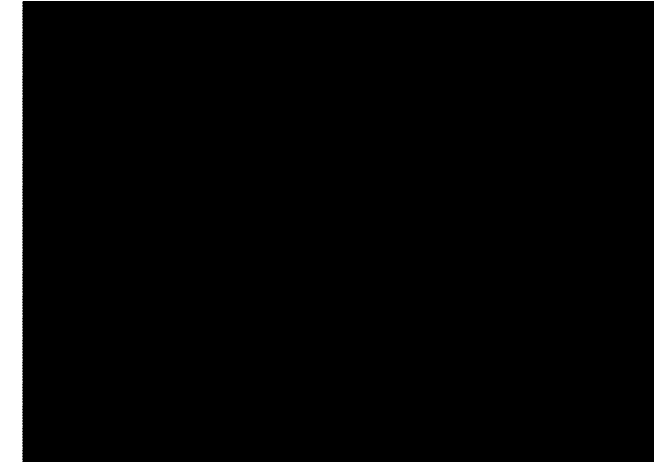
порційний вихідний напрузі - то маємо зворотний зв'язок за напругою (рис.4.8,4.11).

Зворотний зв'язок називається **частотно-залежним**, якщо ланка зворотного зв'язку містить реактивні елементи і **частотно-незалежним**, якщо ланка зворотного зв'язку побудована тільки з резистивних елементів. Коефіцієнт передачі зворотного зв'язку β є функцією частоти

$\beta = f(\omega)$, тому частотно-залежний зв'язок називають **гнучким**.

На рис.4.8...4.11 наведені підсилювачі охоплені зворотним зв'язком:

- послідовний, за напругою (рис.4.8);
- паралельний, за струмом (рис.4.9);
- послідовний, за струмом (рис.4.10);
- паралельний, за напругою (рис.4.11).



Вплив зворотного зв'язку на параметри підсилювача

Коефіцієнт підсилення. Коефіцієнт підсилення K_β підсилювача охопленого зворотним зв'язком доцільно виразити через коефіцієнт підсилення K підсилювача без зворотного зв'язку і коефіцієнт передачі β ланки оберне-

ного зв'язку. Як приклад, розглянемо підсилювач з послідовним від'ємним зворотним зв'язком за напругою (рис. 4.8).

Запишемо співвідношення для вхідних і вихідних величин.

$$u_y = K_\beta u_A; \quad u_x = u_A - u_\beta; \quad u_y = K u_x; \quad u_\beta = \beta u_y. \quad (4.18)$$

Тоді

$$K_\beta = \frac{K}{1 \pm K \cdot \beta} \quad (4.19)$$

де знак "+" відповідає від'ємному зворотному зв'язку, а знак "-" - додатному.

Аналіз формули 4.19 показує, що від'ємний зворотний зв'язок зменшує коефіцієнт прямого підсилення в $(1+K\beta)$ раз, а додатний зворотний зв'язок збільшує коефіцієнт прямого підсилення в $(1-K\beta)$ раз.

Здебільшого, підсилювачі проектуються таким чином, що виконується нерівність $K\beta \gg 1$. Тоді рівняння (4.19) набуде вигляду

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

Таким чином, за умови виконання нерівності $K\beta \gg 1$ підсилювач, охоплений від'ємним зворотним зв'язком, має дуже цінну властивість: його коефіцієнтне підсилення залежить *тільки від параметрів ланки зворотного зв'язку* і не залежить від параметрів каналу прямого підсилення сигналу. Ця властивість дає змогу знизити вимоги до параметрів (точності, стабільності, частотного діапазону тощо) елементів каналу прямого підсилення підсилювача під час його проектування.

Стабільність коефіцієнта підсилення. Розглянемо, як впливає від'ємний зворотний зв'язок на стабільність коефіцієнта підсилення. Якщо канал прямого підсилення має відносну нестабільність $\delta K = \Delta K / K$, де ΔK - абсолютна нестабільність коефіцієнта прямого підсилення K , то відносну нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком можна визначити за формулою

$$\delta K_\beta = \frac{\Delta K_\beta}{K_\beta} = \frac{1}{K_\beta} \left[\frac{K + \Delta K}{1 + (K + \Delta K)\beta} - \frac{K}{1 + K \cdot \beta} \right] \quad (4.21)$$

Виконавши нескладні алгебраїчні перетворення, отримаємо

$$\delta K_\beta = \frac{\Delta K / K}{(1 + K \cdot \beta) + \Delta K \beta} \cong \frac{\Delta K / K}{(1 + K \cdot \beta)} \quad (4.22)$$

Таким чином, нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача зі зворотним від'ємним зв'язком менша приблизно в $(1+K\beta)$ разів порівняно з нестабільністю коефіцієнта каналу прямого підсилення.

Отже, введення від'ємного зворотного зв'язку поліпшує стабільність підсилювача в обмін на зменшення коефіцієнта підсилення.

Вхідний опір підсилювача. Вхідний опір підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком залежить від того, який тип зв'язку застосовується - послідовний чи паралельний.

Для послідовного від'ємного зв'язку залежність між вхідною напругою u_A , вихідною напругою ланки зворотного зв'язку u_β і вхідною напругою каналу прямого підсилення u_x визначається формулою

$$u_A = u_\beta + u_x \quad (4.23)$$

Напруги u_β та u_x пов'язані з вихідною напругою u_y залежністю

$$u_\beta = \beta u_y, \quad (4.24)$$

$$u_x = u_y / K \quad (4.25)$$

Виразивши із системи (4.24, 4.25) $u_\beta = K\beta u_y$ і підставивши у (4.23), отримаємо

$$u_A = u_x(1 + K\beta) \quad (4.26)$$

Вхідний опір підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком визначається через вхідний опір каналу прямого зв'язку діленням правої і лівої частини рівняння (4.26) на i_x , а саме

$$R_{x\beta} = R_x(1 + K\beta) \quad (4.27)$$

Отже, вхідний опір підсилювача, охопленого від'ємним послідовним зв'язком більший в $(1+K\beta)$ разів ніж опір каналу прямого підсилення.

Аналогічно можна показати, що провідність $G_{\beta x}$ підсилювача, охопленого від'ємним паралельним зв'язком більша в $(1+K\beta)$ разів від провідності каналу прямого підсилення G_x , тобто

$$G_{x\beta} = G_x(1 + K\beta) \quad (4.28)$$

Отже, вхідна провідність $G_{x\beta}$ підсилювача, охопленого від'ємним паралельним зв'язком менший в $(1+K\beta)$ разів ніж опір каналу прямого підсилення.

Вихідний опір підсилювача. Вихідний опір підсилювача, охопленого від'ємним послідовним зворотним зв'язком за напругою дорівнює відношенню вихідної напруги U_{xx} підсилювача в режимі холостого ходу струму $I_{к.з.}$ підсилювача в режимі короткого замикання

$$R_{x\beta} = U_{xx} / I_{к.з.} \quad (4.29)$$

У режимі холостого ходу напруга на виході U_{xx} зв'язана з напругою на вході U_A залежністю (4.19)

$$U_{xx} = U_A \frac{K}{1 + K\beta} \quad (4.30)$$

У режимі короткого замикання напруга на виході дорівнює нулю ($U_{вих} = 0$), а це значить, що обернений зв'язок за напругою не діє і $U_\beta = 0$, тоді $U_x = U_A$. Струм в режимі короткого замикання визначається формулою

$$I_{кз} = \frac{u_y}{R_y} = \frac{K u_x}{R_y} = \frac{K u_A}{R_y} \quad (4.31)$$

Підставивши (4.31) та (4.30) у (4.29), дістанемо

$$R_{y\beta} = \frac{R_y}{1 + K\beta} \quad (4.32)$$

Таким чином, вхідний опір підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком за напругою, менший в $(1 + K\beta)$ разів від вихідного опору каналу прямого підсилення. Аналогічно можна показати, що вихідна провідність $G_{y\beta}$ підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком за струмом, менша в $(1 + K\beta)$ разів від вихідної провідності G_y каналу прямого підсилення, тобто

$$G_{y\beta} = \frac{G_y}{1 + K\beta} \quad (4.33)$$

Отже, від'ємний зворотний зв'язок за напругою зменшує, а за струмом збільшує вихідний опір підсилювача.

Вплив від'ємного зворотного зв'язку на ширину смуги частот підсилювача. Електронний підсилювач має важливу властивість — добуток коефіцієнта підсилення K на ширину смуги частот $\Delta\omega$ є величиною сталою, тобто

$$K \Delta\omega = \text{const} \quad (4.34)$$

Оскільки, коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком, зменшується в $(1 + K\beta)$ разів (4.19), то ширина смуги частот $\Delta\omega_\beta$ підсилювача в відповідності з (4.34) збільшується в $(1 + K\beta)$ разів, тобто

$$\Delta\omega_\beta = \Delta\omega (1 + K\beta) \quad (4.35)$$

Підбиваючи підсумок аналізу впливу від'ємного зворотного зв'язку на параметри підсилювача можна сказати, що в обмін на зменшення коефіцієнта підсилення, від'ємний зворотний зв'язок поліпшує властивості підсилювача; збільшує стабільність коефіцієнта підсилення, змінює вхідний і вихідний опори у залежності від типу зворотного зв'язку.

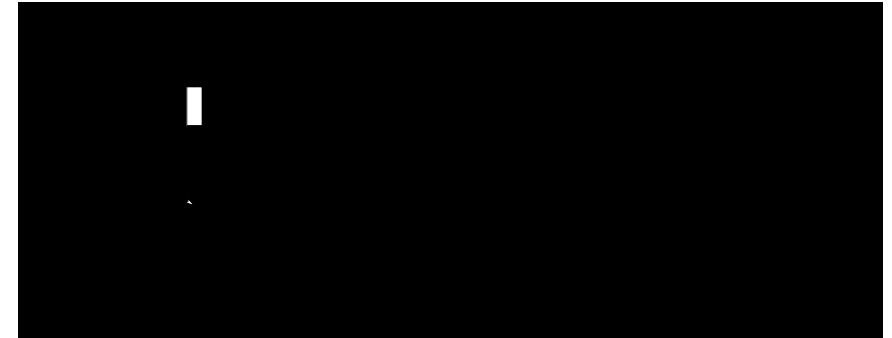
4.3 Транзисторні підсилювачі

Застосування транзистора для підсилення електричних сигналів є одним з найбільш поширених застосувань транзисторів. З історичної точки зору транзистор був винайдений і застосований саме для підсилення сигналів. На початкових етапах розвитку транзисторної електроніки підсилювачі сигналів були побудовані на дискретних елементах, зокрема на дискретних транзисторах. Із розробкою і запровадженням у виробництво інтегральних технологій, інтегральні транзисторні підсилювачі майже витіснили підсилювачі на дискретних елементах завдяки своїм якісним характеристикам.

Найпростіші транзисторні підсилювачі

Найпростіші підсилювачі на транзисторах складаються власне з транзистора і резистора навантаження. За схемою увімкнення транзистора найпростіші підсилювачі поділяються на підсилювачі зі спільним емітером, спільною базою, спільним колектором. Розглянемо особливості цих підсилювачів, їх характеристики і параметри.

Підсилювач зі спільним емітером. Схема найпростішого підсилювача зі спільним емітером наведена на рис. 4.12а, а його схема заміщення з h параметрами на рис. 4.12 б, а фізична схема заміщення на рис. 4.12 в. Відповідно до схеми заміщення (рис.4.12 б) вхідний струм підсилювача



визначається за законом Ома

$$i_x = i_B = \frac{u_x}{h_{1E}} \quad (4.36)$$

Вихідна напруга підсилювача у режимі холостого ходу дорівнює

$$u_y = h_{21E} i_B \cdot \frac{R_C \cdot 1/h_{22E}}{R_C + 1/h_{22E}} = \frac{h_{21E}}{h_{1E}} \frac{R_C}{R_C h_{22E} + 1} u_x \quad (4.37)$$

Вхідний опір підсилювача можна визначити, поділивши вхідну напругу на вхідний струм

$$R_x = \frac{u_x}{i_x} = h_{11E}. \quad (4.38)$$

Визначимо вхідний опір підсилювача через параметри фізичної схеми заміщення. Вхідна напруга виражається через параметри транзистора формулою

$$u_x = i_B r_B + i_E r_E. \quad (4.39)$$

Враховуючи, що $i_x = i_B$, $i_E = (\beta + 1)i_B$, запишемо вираз (4.39) у вигляді

$$u_x = i_x r_B + i_x (\beta + 1) r_E = [r_B + (\beta + 1) r_E] i_x. \quad (4.40)$$

Вхідний опір підсилювача, виражений через параметри фізичної схеми заміщення транзистора, дорівнює

$$R_x = \frac{u_x}{i_x} = r_B + (\beta + 1) r_E \cong (\beta + 1) r_E = (\beta + 1) \frac{V_T}{i_E}. \quad (4.41)$$

Порівнюючи (4.38) і (4.41), маємо

$$h_{11E} = r_B + (\beta + 1) r_E. \quad (4.42)$$

Коефіцієнт підсилення напруги визначаємо, скориставшись (4.37)

$$K = \frac{u_y}{u_x} = \frac{h_{21E}}{h_{11E}} \cdot \frac{R_C}{R_C h_{22E} + 1}. \quad (4.43)$$

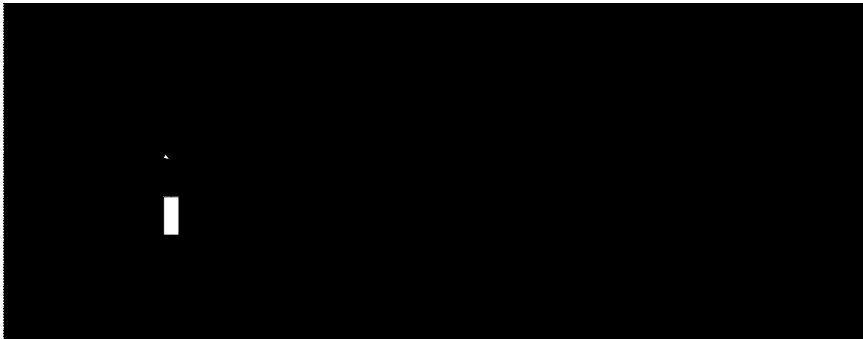
Коефіцієнт підсилення напруги, виражений через параметри фізичної моделі транзистора, дорівнює

$$K = \frac{\beta}{r_B + (\beta + 1) r_E} \cdot \frac{R_C}{R_C / r_C + 1} \cong \frac{\beta}{(\beta + 1) r_E} \cdot R_C \cong \frac{R_C}{r_E} = R_C S. \quad (4.44)$$

Вихідний опір підсилювача визначимо, якщо вихідну напругу у режимі холостого ходу поділимо на струм у режимі короткого замикання

$$R_y = \frac{u_{y0}}{i_{ym}} = h_{21E} i_B \frac{R_C \cdot 1/h_{22E}}{R_C + 1/h_{22E}} \cdot \frac{1}{h_{21E} i_B} = \frac{R_C}{R_C h_{22E} + 1} \cong R_C. \quad (4.45)$$

Підсилювач зі спільним колектором. Схема найпростішого під-



силювача зі спільним колектором наведена на рис. 4.13а, а його схема за-

міщення з h параметрами на рис. 4.13, б, а фізична схема заміщення на рис. 4.13 в.

Відповідно до схеми заміщення на рис. 4.13, б, вхідну напругу можна представити сумою двох складових

$$u_x = i_B h_{11E} + i_E R_E. \quad (4.46)$$

Струм в емітері транзистора пов'язаний зі струмом бази співвідношенням

$$i_E = (\beta + 1) i_B. \quad (4.47)$$

Тоді рівняння (4.46) матиме вигляд

$$u_x = i_B h_{11E} + i_B (\beta + 1) R_E = i_B [h_{11E} + (\beta + 1) R_E]. \quad (4.48)$$

Вхідний опір підсилювача зі спільним колектором дорівнює

$$R_x = \frac{u_x}{i_x} = \frac{u_x}{i_B} = r_B + (\beta + 1) R_E \cong (\beta + 1) R_E. \quad (4.49)$$

Вихідна напруга підсилювача — це напруга на емітерному резисторі, тому

$$u_y = i_E R_E = i_B (\beta + 1) R_E. \quad (4.50)$$

Визначимо коефіцієнт підсилення напруги

$$K = \frac{u_y}{u_x} = \frac{i_B (\beta + 1) R_E}{i_B [h_{11E} + (\beta + 1) R_E]} = \frac{(\beta + 1) R_E}{h_{11E} + (\beta + 1) R_E} \leq 1. \quad (4.51)$$

Вихідний сигнал підсилювача можна визначити, якщо поділити вихідну напругу холостого ходу u_{y0} на вихідний струм короткого замикання i_{ym} .

Напругу холостого ходу визначаємо за коефіцієнтом підсилення

$$u_{y0} = K u_x = \frac{(\beta + 1) R_E}{h_{11E} + (\beta + 1) R_E} u_x. \quad (4.52)$$

Струм короткого замикання можна визначити, якщо закоротити резистор R_E

$$i_{ym} = \frac{u_x}{h_{11E}}. \quad (4.53)$$

Визначаємо вихідний опір підсилювача

$$R_y = \frac{u_{y0}}{i_{ym}} = \frac{(\beta + 1) R_E h_{11E}}{h_{11E} + (\beta + 1) R_E}. \quad (4.54)$$

Підсилювач зі спільною базою. Схема найпростішого підсилювача зі спільним колектором наведена на рис. 4.14, а, а його схема заміщення з h параметрами на рис. 4.14, б.

Відповідно до схеми заміщення вхідна напруга складається з двох складових

$$u_x = i_B r_B + i_E r_E. \quad (4.55)$$

Струм бази виражається через струми емітера і колектора формулою

$$i_B = i_E - i_C. \quad (4.56)$$

Враховуючи, що колекторний і емітерний струм пов'язані співвідношенням

$$i_C = \alpha \cdot i_E, \quad (4.57)$$

виразимо струм бази через емітерний струм

$$i_B = i_E - i_C = i_E(1 - \alpha). \quad (4.58)$$

Тоді вхідна напруга матиме вигляд

$$u_x = i_B r_B + i_E r_E = i_E [r_E + (1 - \alpha) r_B]. \quad (4.59)$$

Враховуючи останній вираз, можна записати формулу для вхідного опору підсилювача

$$R_x = \frac{u_x}{i_x} = \frac{u_x}{i_E} = r_E + (1 - \alpha) r_B \cong r_E = \frac{V_T}{i_E}, \quad (4.60)$$



Як бачимо з аналізу формули (4.60) підсилювач зі спільною базою має незначний вхідний опір.

Вихідною напругою підсилювача є напруга на колекторному резисторі

$$u_y = i_C R_C = \alpha i_E R_E. \quad (4.61)$$

Коефіцієнт підсилення напруги можна визначити через вирази для вхідної і вихідної напруг

$$K = \frac{u_y}{u_x} = \frac{\alpha i_E R_E}{i_E [r_E + (1 - \alpha) r_B]} = \frac{\alpha R_E}{r_E + (1 - \alpha) r_B}. \quad (4.62)$$

Таким чином, коефіцієнт підсилення напруги залежить від співвідношення опору резистора навантаження і вхідного опору підсилювача.

Транзисторні підсилювачі змінної напруги

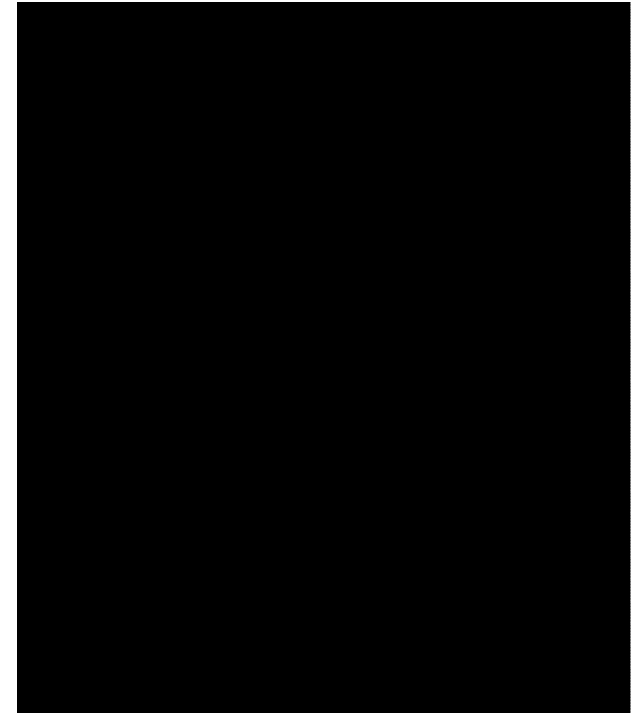
Змінна, зокрема імпульсна, напруга широко використовується як носій інформації. Інформативним параметром, тобто параметром, що несе інформацію є амплітуда змінної напруги, зокрема амплітуда імпульсів, частота, фаза, тривалість імпульсів. Якщо інформативним параметром є амплітуда, то такий сигнал називають **амплітудно-модульованим**, якщо частота, то — **частотно-модульованим**, якщо фаза, то — **фазо-модульованим** і якщо тривалість імпульсів, то — **широтно-модульованим**. Обмежимося у пода-

льшому викладі аналізом сигналів, інформативним параметром якого є амплітуда, зокрема амплітуда імпульсів.

Для підсилення сигналів, інформативним параметром яких є амплітуда, застосовуються підсилювачі на біполярних і польових транзисторах. Біполярні транзистори вмикаються за схемою зі спільною базою (рис. 4.15 а, б), спільним емітером (рис. 4.15 в), спільним колектором (рис. 4.15 г). Крім змінних напруг, що несуть інформацію і тому є інформативними складовими, у підсилювачі застосовуються постійні складові струмів і напруг, які інформації не несуть і

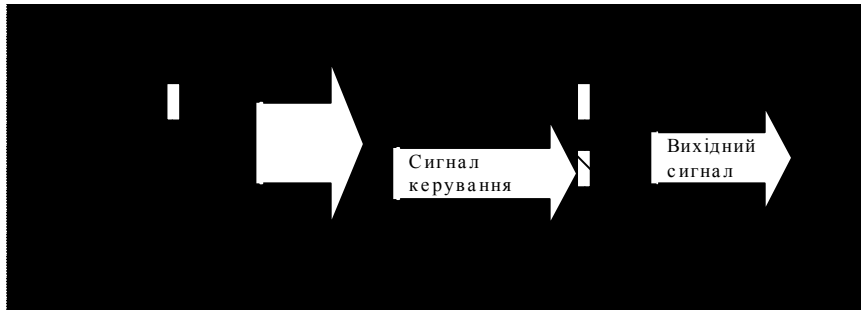
тому є неінформативними. Хоча постійні складові струмів і напруг не несуть інформації, вони є дуже важливими для забезпечення потрібного режиму роботи транзистора.

Щоб усунути вплив неінформативних постійних складових струмів і напруг підсилювача на режим роботи попереднього і наступного пристроїв, потрібно розділити інформативну змінну і неінформативну постійну складові сигналу. Для розділення цих складових у підсилювачах змінної напруги використовуються **розділові конденсатори**, які стоять на вході і виході підсилювача. Ємність розділових конденсаторів вибирається такою, щоб ємнісний опір цих конденсаторів був набагато меншим за вхідний і вихідний опори підсилювача і ним можна було б знехтувати. Для неінформативних постійних складових ємнісний опір розділових конденсаторів є нескінченно великим і, таким чином, підсилювач змінної напруги ізольований від попереднього і наступного пристрою за постійними складовими.



Режими роботи підсилювача

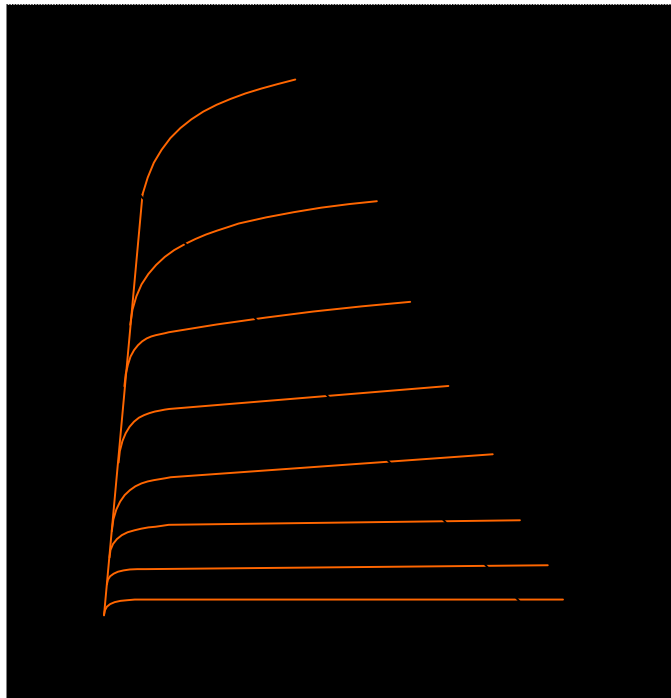
Аналіз режиму роботи підсилювача змінної напруги доцільно здійснити на прикладі підсилювача на біполярному транзисторі, увімкненому за схемою



спільного емітера (рис. 4.16). Щоб спростити аналіз представимо біполярний транзистор як керований нелінійний елемент, напруга U_C на якому залежить від струму I_C через транзистор. Ця залежність напруги від струму $U_C(I_C)$ описується сукупністю вихідних вольт-амперних характеристик транзистора.

Кожному значенню сигналу керування, роль якого у біполярному транзисторі відіграє струм бази, відповідає певна вольт-амперна характеристика. Для електричного кола, у якому біполярний транзистор представлений керованим нелінійним елементом, з характеристикою $U_T(I_T)$, запишемо рівняння складене за другим законом Кірхгофа

$$U_{CC} = R \cdot I_C + U_C(I_C). \quad (4.63)$$



Перетворимо рівняння (4.63)

$$U_{CC} - R \cdot I_C = U_C(I_C). \quad (4.64)$$

З точки зору математики, ліва частина рівняння (4.64) — це рівняння прямої лінії. У теорії підсилювачів ця лінія називається *лінією навантаження*, або *навантажувальною прямою*. Залежність $U_C(I_C)$ — це сукупність (або як ще кажуть *сімейство*) вихідних вольт-амперних характеристик транзистора, тобто залежність напруги U_C на колекторі транзистора від колекторного струму I_C транзистора за умови незмінного струму бази транзистора $I_B = \text{const}$.

Сукупність точок перетину лінії навантаження $U_{CC} - R \cdot I_C$ з сімейством вихідних вольт-амперних характеристик $U_C(I_C)$ визначає сукупність режимів роботи транзистора за постійними складовими напруг і струмів. **Режим роботи** підсилювача — це сукупність постійних складових струмів і напруг в елементах підсилювача за умови відсутності змінного інформативного сигналу. Графічно режим роботи підсилювача визначається точкою перетину навантажувальної прямої з однією вольт-амперною характеристикою транзистора із сімейства характеристик (рис. 4.17). Ця точка називається **робочою точкою** підсилювача.

Вибираючи режим роботи підсилювача, тобто вибираючи положення робочої точки, слід враховувати такі умови і обмеження:

- щоб запобігти перегріванню транзистора, необхідно, щоб потужність, що виділяється на транзисторі не перевищувала допустимого значення P_{Cmax} , яке наводиться у паспорті транзистора $P_C = I_C U_{CE} \leq P_{Cmax}$. Отже, режим роботи слід вибирати ліворуч гіперболи, що описується рівнянням $P_C = I_C U_{CE} \leq P_{Cmax}$;
- режим роботи слід вибирати так, щоб колекторний струм I_C і напруга U_{CE} колектор-емітер транзистора не перевищували допустимих значень, відповідно, I_{Cmax} , U_{CEmax} , тобто робоча точка має лежати нижче лінії $I_C = I_{Cmax}$ і ліворуч лінії $U_{CE} = U_{CEmax}$;
- щоб нелінійні спотворення сигналу у підсилювачі не перевищувати заданого рівня, транзистор має не заходити у режим насичення і у режим відсікання, тобто робоча точка має бути ліворуч лінії AB і вище вольт-амперної характеристики з $I_B = 0$.

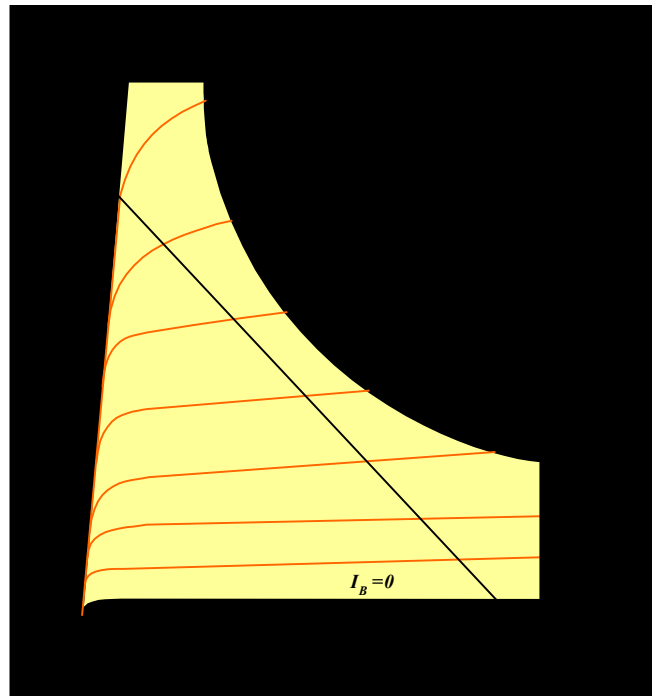
Всі ці умови обмежують область допустимих режимів, яка показана на рис. 4.18 Робочу точку доцільно вибирати приблизно посередині відрізка лінії навантаження, що лежить в допустимій області.

Залежно від положення робочої точки на навантажувальній прямій розрізняють такі режими роботи підсилювача.

Режим А. У цьому режимі робочу точку вибирають посередині відрізка у допустимій області. У цьому режимі додатна і від'ємна частини сигналу підсилюються однаково і нелінійні спотворення сигналу мінімальні. У той

же час у цьому режимі значні постійні складові струмів і напруг, тому значні втрати енергії за умови відсутності сигналу.

Режим В. У цьому режимі робочу точку вибирають так, що за умови відсутності інформативного змінного сигналу, вихідний сигнал дорівнює нулю.



У цьому режимі додатна частина сигналу підсилюється, а від'ємна відсікається, тобто сигнал підсилюється зі значними нелинійними спотвореннями. Енергія джерела живлення використовується, в основному, для підсилення змінної складової сигналу, тобто підсилювач має високий коефіцієнт корисної дії, який забезпечується за рахунок збільшення нелинійних спотворень. У певних

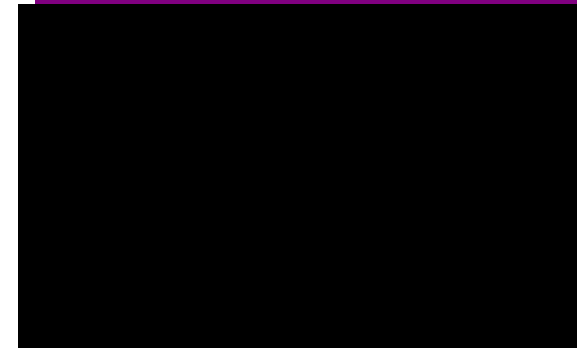
випадках використовується режим АВ, який є проміжним між режимами А і В і робоча точка знаходиться в інтервалі між положеннями робочої точки у режимах А і В. У режимі АВ коефіцієнт корисної дії підсилювача більший ніж у режимі А, а нелинійні спотворення менші, ніж у режимі В.

Режим С. Робочу точку у режимі С вибирають у режимі відсікання і сигнал підсилюється тільки у певній частині додатного півперіоду вхідної напруги.

Способи задавання робочої точки. Щоб задати режим роботи транзистора за неінформативними постійними складовими найчастіше застосовуються такі способи:

- ☐ фіксованим струмом бази (рис. 4.19 а);
- ☐ фіксованою напругою зміщення на емітерному переході (рис. 4.19 б).

Задавати режим роботи підсилювача фіксованим струмом бази доцільно у тому разі, коли потрібно забезпечити високий вхідний опір підсилювача. Крім того, такий спосіб потребує мінімальної кількості елементів. Однак,



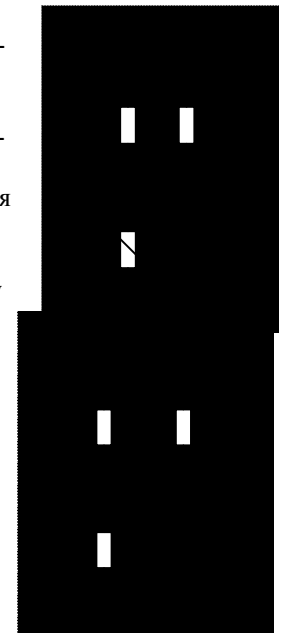
при такому способі підсилювач чутливий до зміни температури, зміни транзистора тощо. У схемі з фіксованою напругою зміщення на емітерному переході послідовно з'єднані резистори утворюють подільник напруги, що живиться від джерела живлення

підсилювача. Вибираючи опори резисторів подільника напруги слід враховувати суперечливі вимоги: щоб збільшити стабільність роботи підсилювача струм подільника потрібно збільшувати, тобто зменшувати опори резисторів подільника, а щоб збільшити вхідний опір підсилювача опори резисторів подільника потрібно збільшувати. Вибирати доцільно компромісне рішення.

Стабілізація режиму роботи підсилювача

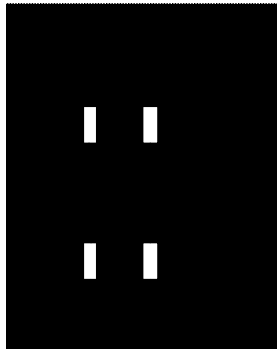
Режим роботи підсилювача, заданий одним із способів, має бути стабільним під час дії сторонніх чинників, у першу чергу температури. Зі збільшенням температури, збільшується колекторний струм транзистора за рахунок термогенерації. Це призводить до переміщення вихідних характеристик транзистора, внаслідок чого змінюється положення робочої точки. Зміщення положення робочої точки може призвести до збільшення нелинійних спотворень підсилюваного сигналу.

Щоб запобігти таким небажаним змінам, розроблено різні способи температурної стабілізації режиму роботи підсилювача. У схемі підсилювача, наведеної на рис.4.20, для термостабілізації режиму роботи, застосований терморезистор з від'ємним температурним коефіцієнтом опору, увімкнений паралельно емітерному переходу транзистора. З підвищенням температури зменшується опір терморезистора, внаслідок чого зменшується напруга на емітерному переході транзистора, а значить зменшується керівний струм бази транзистора. Зменшення струму бази спричинює зменшення струму колектора. У результаті збільшення колекторного струму, спричинене дією температури компенсується його змен-



шенням за рахунок дії термозалежного зміщення, тобто загальний приріст струму буде незначним. На рис. 4.21 наведена термостабілізація підсилювача за допомогою напівпровідникового діода, увімкненого в оберненому напрямі паралельно емітерному переходу транзистору. Оскільки обернений струм діода також залежить від температури, як і колекторний струм транзистора, тозі збільшенням температури обернений струм діода збільшується, зменшуючи тим самим базовий струм транзистора. Зменшення базового струму з ростом температури призводить до зменшення колекторного струму, компенсуючи тим самим його збільшення за рахунок прямої дії температури.

Найбільшого поширення набула схема термостабілізації, наведена на рис. 4.22. Напруга на емітерному переході транзистора визначається різницею напруг зміщення, що знімається з подільника $R1-R2$ і напруги на резисторі $R4$, увімкненого у коло емітера $U_{BE} = U_{R1-R2} - I_E \cdot R_4$. З підвищенням температури збільшується струм колектора. Збільшується і струм емітера, оскільки $I_C \cong I_E$. Збільшується напруга $I_E R_4$ на резисторі R_4 , отже зменшується напруга U_{BE} на емітерному переході транзистора. Зменшується базовий струм транзистора і, як наслідок, зменшується колекторний струм транзистора, компенсуючи його збільшення за рахунок прямої дії температури. Таким чином, увімкнення в емітерне коло резистора $R4$ стабілізує режим роботи. У той же час це зменшує коефіцієнт підсилення змінної складової сигналу. Для зменшення впливу резистора $R4$ на підсилення змінної інформативної складової, паралельно резистору $R4$ вмикають конденсатор $C3$ такої ємності, щоб ємнісний опір конденсатора на робочій частоті був набагато меншим опору резистора $R4$ і змінна інформативна складова струму емітера відгалужувалась би через конденсатор $C3$.

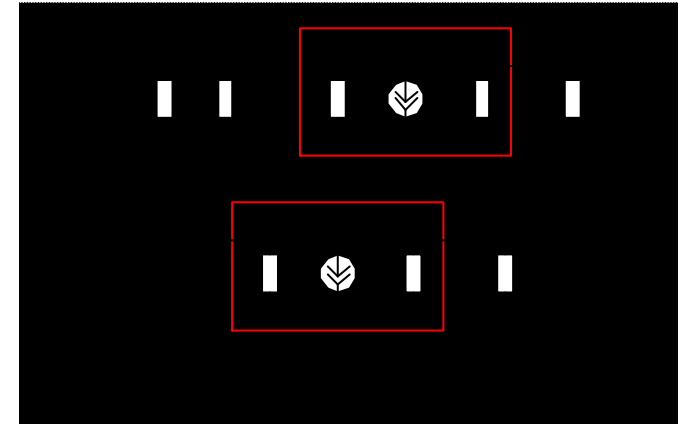


Підсилення змінної інформативної складової сигналу

Найпоширеніша схема підсилювача змінної напруги на біполярному транзисторі зі спільним емітером наведена на рис. 4.22. У цьому підсилювачі застосовано фіксація робочої точки за допомогою подільника напруги на резисторах $R1-R2$. Значення опору резистора $R3$ визначає положення лінії навантаження. Резистор $R4$ і конденсатор $C3$ призначені для температурної стабілізації режиму роботи. Конденсатор $C1$ — це розділовий конденсатор, призначений для передачі змінної інформативної складової сигналу від джерела сигналу на вхід підсилювача і розділення за постійними складови-

ми джерела сигналу і підсилювача. Таку ж саму роль відіграє конденсатор $C2$ між підсилювачем і навантаженням.

Аналіз підсилювача у режимі підсилення змінної інформативної складової сигналу доцільно виконувати з використанням схеми заміщення транзистора з



h - параметрами (рис. 4.23 а). Безрозмірний параметр h_{12} на схемі заміщення не відображений, оскільки для транзистора зі спільним емітером цей параметр практично не впливає на роботу транзистора і ним можна знехтувати. Еквівалентну схему заміщення підсилювача для змінної складової сигналу можна спростити, враховуючи співвідношення

$$R_1 \gg h_{11}; R_2 \gg h_{11}; h_{11} \gg 1/(\omega C_1); R_3 \gg 1/(\omega C_2). \quad (4.65)$$

Для спрощеної схеми заміщення, наведеної на рис. 4. б, запишемо рівняння для струмів відповідно до першого закону Кірхгофа

$$h_{21}i_x + h_{22}u_y + u_y/R_3 = 0. \quad (4.66)$$

Вхідна напруга пов'язана з вхідним струмом законом Ома

$$u_x = h_{11}i_x. \quad (4.67)$$

Враховуючи останні дві залежності, запишемо вираз для коефіцієнта підсилення підсилювача

$$K_U = -\frac{u_y}{u_x} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot \frac{R_3}{1 + h_{22}R_3}. \quad (4.68)$$

Якщо врахувати, що $h_{22}R_3 \ll 1$, то вираз для коефіцієнта підсилення можна спростити

$$K_U \cong -\frac{h_{21}}{h_{11}} \cdot R_3. \quad (4.69)$$

Знак "-" у виразі для коефіцієнта підсилення означає, що вхідна і вихідна напруги мають протилежні полярності.

Користуючись схемою заміщення підсилювача, можна отримати вирази для вхідного і вихідного опору підсилювача

$$R_x = h_{11};$$

$$R_y = \frac{R_3 \cdot (1/h_{22})}{R_3 + (1/h_{22})} = \frac{R_3}{1 + h_{22}R_3} \cong R_3. \quad (4.70)$$

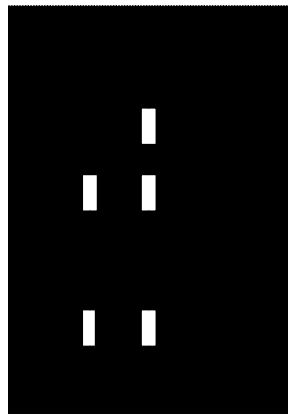
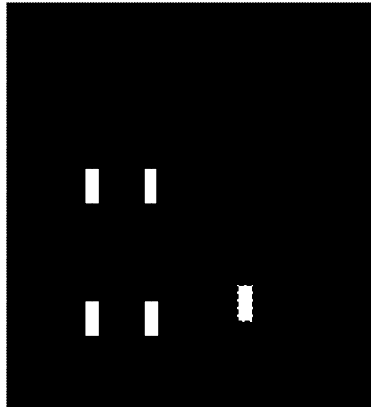
Корекція форми імпульсу

Підсилення імпульсної напруги за допомогою підсилювача супроводжується спотворенням форми імпульсу. Розрізняють два види спотворень:

- спотворення фронту імпульсу, яке полягає у тому, що тривалість фронту і спаду вихідного імпульсу збільшується порівняно з тривалістю фронту і спаду вхідного імпульсу;
- спотворення вершини імпульсу, яке полягає у тому, що у вихідного імпульсу спад вершини більший ніж у вхідного імпульсу.

Спотворення фронту імпульсу при підсиленні обумовлено інертністю транзистора: заряджанням бар'єрної ємності колекторного переходу і процесами дифузії неосновних носіїв у базі транзистора. Крім того, на форму імпульсу впливають ємність навантаження і паразитні ємності на виході підсилювача. Для корекції фронту імпульсу застосовується індуктивна корекція (рис. 4.24), тобто послідовно з колекторним резистором R_3 послідовно вмикається невелика індуктивність L . Послідовне з'єднання R_3 - L утворює разом з ємністю навантаження C_L та бар'єрною ємністю емітерного переходу транзистора паралельний коливальний контур. Зменшення тривалості вихідного імпульсу відбувається за рахунок того, що індуктивність затримує зменшення струму заряджання ємності навантаження і бар'єрної ємності і тому заряджання здійснюється більшим струмом ніж у підсилювача без корекції. Значення індуктивності L слід вибирати за компромісом між суперечливими вимогами: для зменшення тривалості фронту вихідного імпульсу індуктивність потрібно збільшувати, а щоб зменшити викиди напруги, — її потрібно зменшувати.

Спотворення вершини імпульсу при підсиленні, тобто спад вершини обумовлено заряджанням



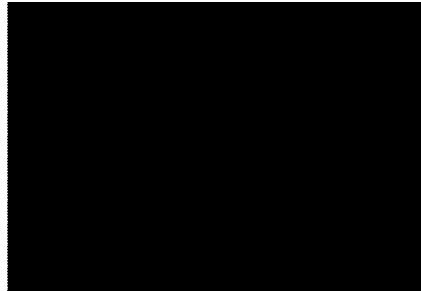
розділової ємності C_2 , призначеної для уникнення попадання постійних неінформативних складових струмів і напруг підсилювача на його вихід і далі на інші пристрої. Щоб зменшити спотворення вершини імпульсу при підсиленні застосовується корекція за допомогою RC фільтра, увімкненого послідовно з колекторним опором (рис. 4.25). Якщо на вхід підсилювача діятиме вхідний імпульс напруги позитивної полярності, то під його дією транзистор відкриється. Конденсатор C_2 розряджатиметься через транзистор і тому напруга на колекторі зменшуватиметься. Конденсатор фільтра C_F також розряджатиметься і напруга на колекторі збільшуватиметься. У результаті дії обох чинників напруга на виході залишатиметься майже незмінною.

Підсилювачі з динамічним навантаженням та каскодні підсилювачі

Коефіцієнт підсилення транзисторного підсилювача залежить від опору резистора, увімкненого послідовно з колектором транзистора (4.22), тому для збільшення коефіцієнта підсилення потрібно збільшувати опір цього резистора. У той же час збільшувати опір колекторного резистора доцільно тільки до певної межі. Ці обмеження пов'язані з тим, що зі збільшенням опору колекторного резистора, зменшується динамічний діапазон вихідного сигналу і для забезпечення потрібної амплітуди вихідного сигналу потрібно збільшувати напругу живлення. Крім того, для підсилювачів, виготовлених за інтегральними технологіями, інтегральні резистори займають площу на кристалі, яка приблизно пропорційна опору резистора і значно перевищує площу, яку займає транзистор.

Враховуючи ці обмеження, доцільно замінити колекторний резистор, як пасивне навантаження, на транзистор, який відіграє роль активного, або, як його ще називають, **динамічного навантаження** (рис. 4.26). Оскільки струм бази транзистора $VT2$ заданий і транзистор працює на пологій ділянці вихідної характеристики, то напруга на транзисторі майже не змінюється зі змінною струму. Опір навантаження дорівнює опору закритого колекторного переходу транзистора $VT2$.

Щоб розширити смугу частот підсилювача і усунути вплив вихідного сигналу на вхідний, застосовується каскодне з'єднання транзисторів (рис. 4.27). Транзистор $VT2$ увімкнений за схемою зі спільним емітером і вихідний сигнал цього транзистора поступає на емітер транзистора $VT1$, увімкненого а схемою зі спільною базою.



Емітерний повторювач

Емітерний повторювач — це підсилювач на транзисторі, увімкненому за схемою спільний колектор (4.28 а). Вихідний сигнал знімається з емітера транзистора. Емітерний повторювач має порівняно великий вхідний опір і малий вихідний і тому широко застосовується для узгодження високоомного джерела сигналу і низькоомного навантаження. Призначення подільника напруги $R1-R2$ і конденсаторів $C1, C2$ таке ж саме, як і у підсилювача на транзисторі зі спільним емітером.

Як впливає з аналізу електричної схеми, наведеної на рис. 4.28, б, керівна напруга на емітерному переході транзистора дорівнює

$$u_x = u_A - u_\beta . \quad (4.71)$$

Напруга на виході ланки зворотного зв'язку u_β дорівнює вихідній напрузі u_y емітерного повторювача

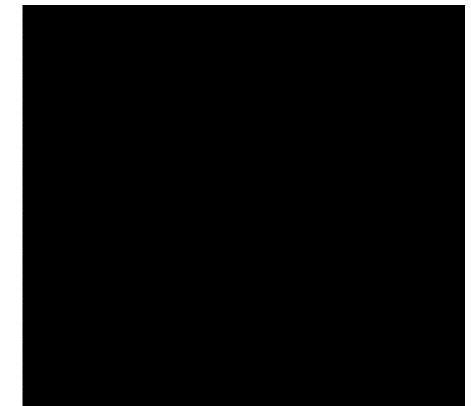
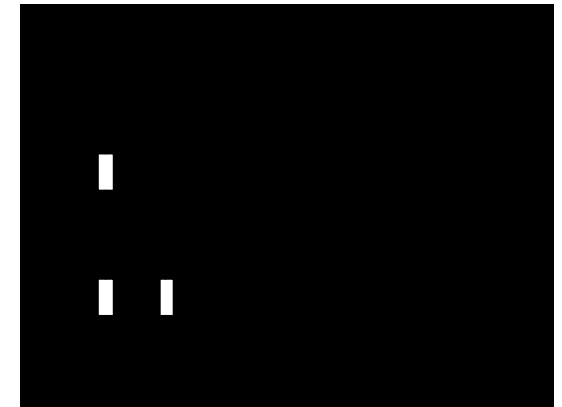
$$u_y = u_\beta . \quad (4.72)$$

Таким чином, емітерний повторювач — це транзисторний підсилювач, охоплений глибоким послідовним зворотним зв'язком за напругою (4.29).

Оскільки напруга на емітерному переході транзистора u_x набагато менша ніж вхідна u_A та вихідна u_y напруги $u_x \ll u_A, u_x \ll u_y$, то вхідна і вихідна напруги майже не відрізняються одна від одної

$$u_x + u_y = u_A \Rightarrow u_y = u_A , \quad (4.73)$$

і вихідна напруга майже повторює зміни вхідної напруги. Саме завдяки такій властивості підсилювач змінної напруги на транзисторі, увімкненому за схемою спільний колектор, дістав назву емітерний повторювач.



Електронні пристрої зсуву рівня сигналу

У каналах електронних пристроїв обробки аналогових сигналів часто разом із корисним сигналом поступає неінформативна постійна складова напруги з попереднього пристрою. Кожен наступний пристрій у каналі обробки додає свою частку, постійна складова зростає, що спричинює певні труднощі для вихідних пристроїв. Щоб усунути неінформативну постійну складову і з найменшими спотвореннями передати інформативну змінну складову напруги і призначені пристрої зсуву рівня сигналу.

Найпростішим пристроєм зсуву рівня сигналу є емітерний повторювач, оскільки рівень вихідного сигналу нижче рівня вхідного сигналу на значення напруги на емітерному переході транзистора $u_y = u_x - U_{BE}$. У той же час коефіцієнт передачі змінної складової напруги в емітерного повторювача, як відомо, приблизно дорівнює одиниці. Щоб зсунути рівень напруги на $2U_{BE}$, послідовно з емітером вмикають діод, зміщений у прямому напрямі (рис. 4.30).

Якщо потрібно зсунути рівень сигналу на значення не кратне U_{BE} , то застосовують джерело струму, увімкнене послідовно в коло емітера транзистора (рис. 4.31). У такому разі вихідний сигнал пов'язаний із вхідним співвідношенням

$$u_y = u_x - U_{BE} - I_E R_1 \quad (4.74)$$

Отримати потрібне зміщення можна змінюючи значення опору резистора R_1 , кількість діодів, значення струму джерела.

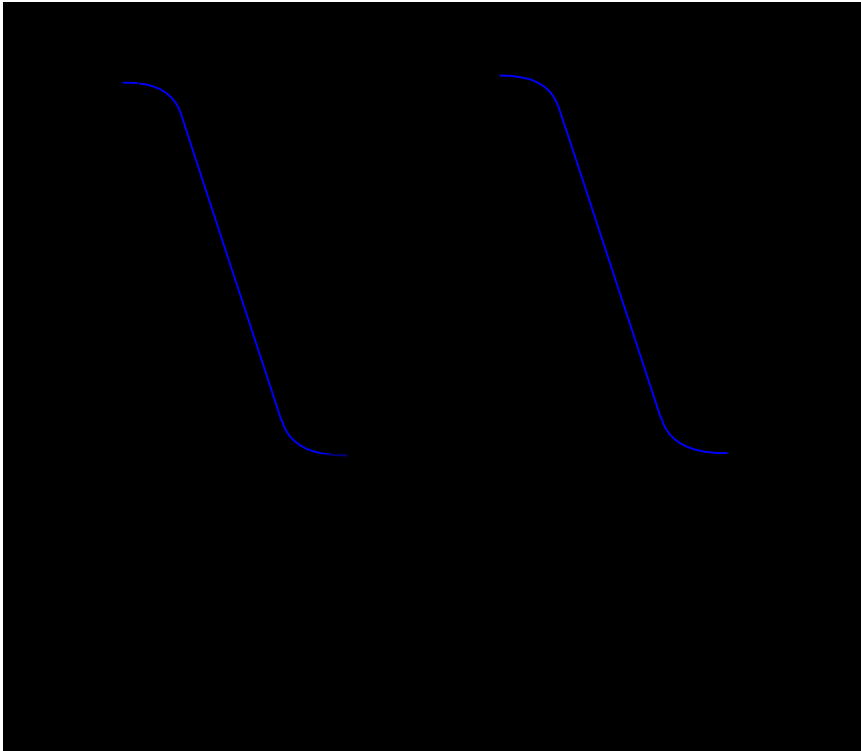
Вихідні пристрої підсилювачів

Вихідні пристрої призначені для забезпечення у навантаженні потрібної потужності за умови, що спотворення сигналу не перевищать певної межі. Основними параметрами вихідних пристроїв є коефіцієнт корисної дії і коефіцієнт нелінійних спотворень. Ці параметри є одночасно критерієм якості вихідних пристроїв. **Коефіцієнт корисної дії** визначається відношенням потужності вихідного сигналу P_S до потужності P_L , що споживається пристроєм

$$\eta = P_S / P_L . \quad (4.75)$$

Нелінійні спотворення сигналу характеризують відхиленням форми вихідного сигналу від вхідного і обумовлені нелінійністю передаточної характеристики пристрою. Ступінь нелінійних спотворень характеризується **коефіцієнтом нелінійних спотворень**, який визначається формулою

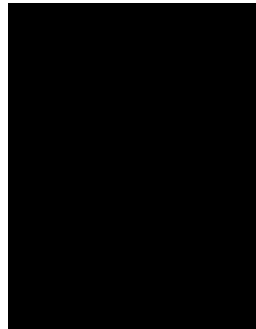
$$k_D = \sqrt{\sum_{n=2}^N I_n^2} / I_1 = \sqrt{\sum_{n=2}^N U_n^2} / U_1 , \quad (4.76)$$



де I_n , U_n — середнє квадратичне значення n -ої гармоніки струму чи напруги вихідного сигналу;

I_1 , U_1 — середнє квадратичне значення першої (основної) гармоніки струму чи напруги вихідного сигналу.

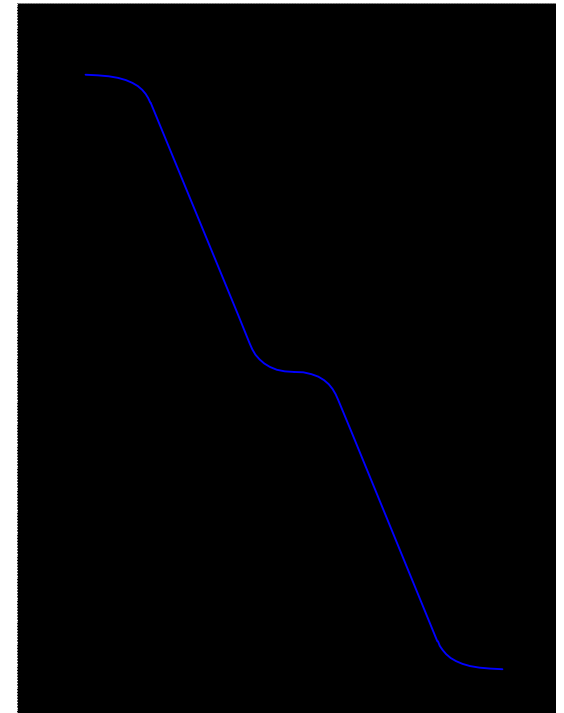
Вимоги підвищення коефіцієнта корисної дії і зменшення рівня нелінійних спотворень є суперечливими. Співвідношення між цими двома параметрами визначається положен-



ням робочої точки на передаточній характеристиці підсилювача, або так званім класом чи режимом підсилення (див. розділ 4.3).

Якщо робоча точка підсилювача знаходиться приблизно посередині лінійної ділянки передаточної характеристики підсилювача (режим А), то спотворення сигналу мінімальні, а коефіцієнт корисної дії невисокий через наявність значної неінформативної постійної складової (рис. 4.32 а). Якщо ж робоча точка знаходиться на межі лінійної ділянки передаточної характеристики підсилювача (режим В), то транзистор підсилювача знаходиться у стані відсікання, струм через транзистор за відсутності вхідного сигналу не протікає і підсилюються тільки додатні півхвилі вхідного сигналу (рис. 4.32 б). У режимі В без спотворень підсилюються тільки імпульси позитивної полярності. Якщо ж сигнал різнополярний, то спотворення значно перевищують допустимі. Оскільки за умови відсутності сигналу транзистор закритий і не споживає енергії, то коефіцієнт корисної дії у режимі В значно перевищує цей коефіцієнт у режимі А.

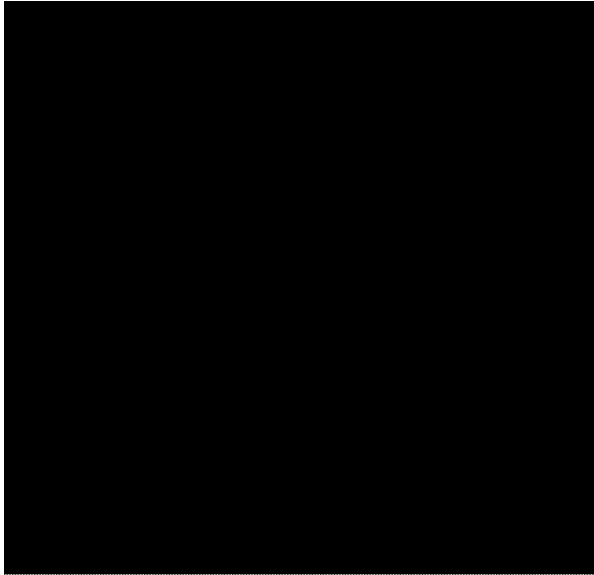
Щоб забезпечити значний коефіцієнт корисної дії і нелінійні спотворення, що не перевищують допустимих, застосовуються двотактні симетричні вихідні підсилювачі, що складаються з двох однакових частин, кожна з яких працює у режимі В і підсилює тільки сигнал однієї полярності за рахунок того, що застосовані транзистори з різними типами провідності n - p - n та p - n - p (рис. 4.33). За умови відсутності вхідного сигналу обидва транзистори закриті, оскільки напруги на емітерних переходах транзисторів дорівнюють нулю. Під час дії імпульсу позитивної полярності відкривається n - p - n транзистор $VT1$ і через навантаження протікає струм позитивної полярності. Якщо ж на вході діє імпульс негативної полярності, то відкривається p - n - p транзистор $VT2$ і через навантаження протікає струм негативної полярності.



Якщо сигнал на вході підсилювача знаходиться у діапазоні від $-U_{BE}$ до $+U_{BE}$, то обидва транзистора закриті і вихідний струм підсилювача дорівнює нулю, тобто у цьому діапазоні спостерігаються значні нелінійні спотворення сигналу (рис. 4.34). Щоб усунути цей недолік, на бази обох транзисторів слід подати зміщення (рис. 4.35).

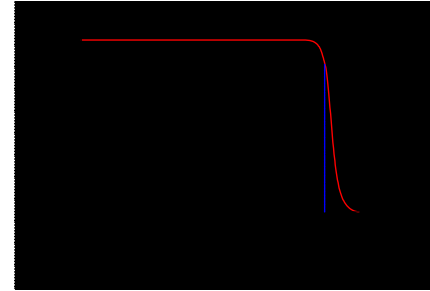
Щоб збільшити коефіцієнт підсилення струму, збільшити вхідний і зменшити вихідний опір застосовують складені транзистори (рис. 4.36 а).

Параметри інтегральних $n-p-n$ та $p-n-p$ транзисторів значно відрізняються, тому для підвищення ступеня симетрії застосовується складений $p-n-p$ транзистор (рис. 4.36 б).



4.3 Диференціальні підсилювачі

Диференціальні підсилювачі є різновидом *підсилювачів постійного струму*, тобто призначені для підсилення як змінного, так і постійного сигналу. Характерною ознакою таких підсилювачів є те, що їх смуга частот починається з нуля (рис. 4.37).



Підсилювачі постійного струму широко застосовуються у вимірювальній техніці для підсилення сигналів первинних вимірювальних перетворювачів, у автоматизованих системах керування та в інших областях.

На ранніх етапах розвитку електроніки, в електронних пристроях на основі дискретних елементів основним типом підсилювача був підсилювач

змінного струму з розділовими конденсаторами на вході і виході. Виготворення конденсаторів за допомогою інтегральних технологій пов'язано з певними труднощами, тому для виготовлення аналогових інтегральних мікросхем здебільшого застосовуються інтегральні підсилювачі постійного струму з гальванічними зв'язками, здебільшого диференціальні підсилювачі.

При підсиленні постійного сигналу виникають такі проблеми.

По-перше, проблема *розмежування* інформативної і неінформативної складової. У підсилювачах змінної напруги для розмежування інформативної (змінної) складової і неінформативної (постійної) складової сигналу застосовувалися конденсатори, які пропускали змінну (інформативну) складову і не пропускали постійну (неінформативну) складову сигналу. У підсилювачах постійного струму і інформативна, і неінформативна складова сигналу мають постійний характер і необхідно знайти спосіб їх розрізнати.

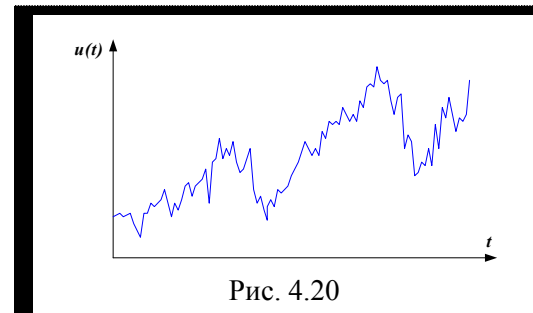


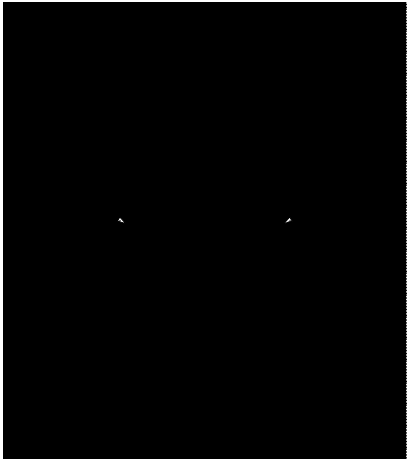
Рис. 4.20

По-друге, у підсилювачах постійного струму виникає так званий *дрейф нуля*, тобто виникнення на виході підсилювача сигналу за умови відсутності сигналу на вході підсилювача. Такий вихідний сигнал змінюється хаотичним непередбачуваним чином (рис. 4.38).

Розглянемо як вирішуються ці проблеми підсилювачів

постійного струму у диференціальному підсилювачі, як одного з видів підсилювачів постійного струму.

Будова і принцип дії диференціального підсилювача

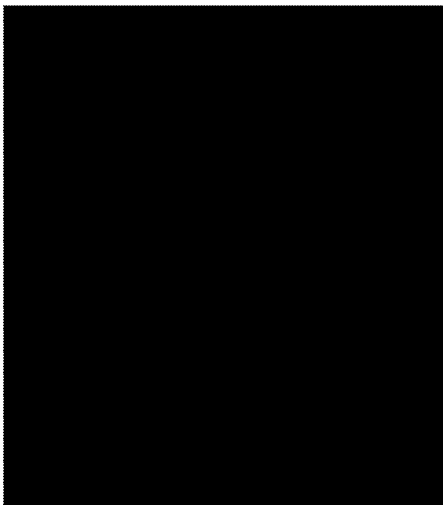


Диференціальний підсилювач має симетричну структуру і складається з двох однакових половин (рис.4.00). Два однакові транзистори $VT1, VT2$ увімкнені за схемою зі спільним емітером і мають однакове колекторне навантаження $R_1=R_2=R_C$. Транзистори і їх колекторні навантаження утворюють міст, що живиться струмом від джерела енергії через резистор $R3$. Щоб забезпечити підсилення сигналів різної полярності у диференціальному підсилювачі застосовується симетричне двополярне живлення.

Для аналізу процесів у диференціальному підсилювачеві напруги і струми розкладають на диференціальну і синфазну складові.

Диференціальними вхідними u_{xd} і вихідними u_{yD} складовими називаються складові визначені формулами

$$u_{xD} = \frac{u_{x1} - u_{x2}}{2} \quad u_{yD} = \frac{u_{y1} - u_{y2}}{2} \quad (4.77)$$



Синфазними вхідними u_{xs} і вихідними u_{ys} складовими називаються сигнали, визначені таким чином

$$u_{xC} = \frac{u_{x1} + u_{x2}}{2} \quad u_{yC} = \frac{u_{y1} + u_{y2}}{2} \quad (4.78)$$

Як **інформативна**, тобто така, що несе інформацію використовується диференціальна складова напруги чи струму, а синфазні складові струмів і напруг є **неінформативними**.

Вхідні і вихідні напруги виражаються через свої диференціальні та синфазні складові виходячи з

формул (4.77, 4.78) таким чином

$$\begin{aligned} u_{x1} &= u_{xC} - u_{xD}, & u_{x2} &= u_{xC} + u_{xD} \\ u_{y1} &= u_{yC} - u_{yD}, & u_{y2} &= u_{yC} + u_{yD} \end{aligned} \quad (4.79)$$

Будь-який сигнал, що діє на вході диференціального підсилювача можна розкласти і подати у вигляді двох складової диференціальної u_d і синфазної u_s (рис.4.40).

Розглянемо окремо підсилення диференціальної складової і підсилення синфазної складової.

Вихідні u_{y1}, u_{y2} і вхідні u_{x1}, u_{x2} сигнали обох половин диференціального підсилювача пов'язані коефіцієнтами підсилення напруги K_1, K_2 цих половин

$$u_{y1} = K_1 \cdot u_{x1}, \quad u_{y2} = K_2 \cdot u_{x2} \quad (4.80)$$

Аналогічно до диференціального і синфазного сигналів доцільно ввести **диференціальний**

$$K_D = K_1 - K_2 \quad (4.81)$$

і **синфазний**

$$K_C = K_1 + K_2 \quad (4.82)$$

коефіцієнти підсилення.

Відношення диференціального і синфазного коефіцієнтів підсилення

$$K_R = K_D / K_C \quad (4.83)$$

називається **коефіцієнтом ослаблення синфазного сигналу** (Common Mode Rejection Ratio, CMRR).

Коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу часто виражають у логарифмічних одиницях — децибелах

$$K_{dB} = 20 \lg(K_D / K_C) \quad (4.84)$$

У диференціальних каскадах з ідеальною симетрією коефіцієнт ослаблення синфазної складової є нескінченно великим ($K_R = \infty$). Реальні диференціальні каскади мають певну несиметрію, обумовлену як схемотехнічною конфігурацією, так і технологією виготовлення. Таким чином, коефіцієнт ослаблення синфазної складової характеризує ступінь несиметрії диференціального підсилювача. Диференціальні підсилювачі, виготовлені за сучасними інтегральними технологіями у єдиному технологічному циклі на одній кремнієвій пластині, мають значний коефіцієнт ослаблення синфазної складової 70...140 дБ.

Якщо на вході диференціального підсилювача діють як диференціальна, так і синфазна складові вхідного сигналу, то вихідний диференціальний сигнал дорівнює

$$u_{yD} = 0,5(u_{xD}K_D + u_{xC}K_C) = 0,5u_{xD}K_D[1 + (u_{xC}/u_{xD})(1/K_C)] \quad (4.85)$$

Другий доданок у квадратних дужках $(u_{xC}/u_{xD})(1/K_C)$ характеризує похибку підсилення, яка обернено пропорційна коефіцієнту ослаблення синфазного сигналу.

У режимі підсилення тільки диференціальних складових сигналу на бази транзисторів діють рівні за модулем і протилежні за знаком диференціальні сигнали $+u_{xd}$ і $-u_{xd}$. Під дією цих сигналів у базах протікатимуть струми $+i_B$, $-i_B$, які підсилюються транзисторами і внаслідок чого колекторні струми транзисторів матимуть однакові за модулем і протилежні за знаком прирости струмів $+ \Delta I_C$, $- \Delta I_C$. Якщо обидві половини диференціального підсилювача абсолютно однакові, тобто за умови строгої симетрії струм I_0 у емітерному резисторі R_E як сума емітерних струмів

$I_0 = I_{E1} + I_{E2}$ транзисторів не змінюється. Отже, дія диференціальної складової сигналу не змінює струм у емітерному резисторі, а тільки *перерозподіляє* цей струм між обома транзисторами.

Характеристики і параметри диференціального підсилювача



Схема заміщення диференціального підсилювача для диференціальної складової сигналу, у якій обидва транзистори заміщені схемами заміщення на основі h -параметрів наведені на рис.4.41. Врахувавши, що $R_E \gg h_{11E}$,

$1/h_{22E} \gg h_{11E}$, визначаємо базовий струм транзисторів

$$i_B = \frac{2u_{xD}}{2h_{11E}} = \frac{u_{xD}}{h_{11E}} \quad (4.86)$$

Вихідною диференціальною напругою підсилювача є різниця потенціалів колекторів транзисторів, тобто різниця напруг на колекторних резисторах

$$u_{yD} = \frac{h_{21E}i_B R_C - h_{21E}(-i_B)R_C}{2} = h_{21E}i_B R_C = h_{21E} \frac{R_C}{h_{11E}} u_{xD} \quad (4.87)$$

Під час виводу співвідношення (4.87) враховувалось, що $1/h_{22E} \gg h_{11E}$.

Вхідний диференціальний опір. Як впливає з рівняння (4.86), вхідний опір між входами диференціального підсилювача дорівнює

$$R_{xD} = \frac{2u_{xD}}{i_B} = 2h_{11E} \quad (4.88)$$

Враховуючи залежність між параметрами різних моделей транзистора $h_{11E} = r_B + (\beta + 1)r_E$, вхідний опір диференціального підсилювача можна виразити формулою

$$\begin{aligned} R_{xD} &= 2h_{11E} = 2[r_B + (\beta + 1)r_E] = 2\left[r_B + (\beta + 1)\frac{V_T}{I_E}\right] \cong \\ &\cong 2(\beta + 1)\frac{V_T}{I_E} = 4(\beta + 1)\frac{V_T}{I_0} \end{aligned} \quad (4.89)$$

Таким чином, вхідний опір диференціального підсилювача залежить від температурного потенціалу, отже, від температури і від струму I_0 джерела струму, утвореного резистором R_3 і джерелом живлення. Для забезпечення значного вхідного опору сучасних інтегральних диференціальних підсилювачів, струм I_0 доводиться обмежувати кількома мікроамперами.

Коефіцієнт підсилення диференціальної складової сигналу. Як впливає з виразу (4.87) для вихідного сигналу, коефіцієнт підсилення диференціальної складової сигналу дорівнює

$$\begin{aligned} K_D &= \frac{u_{yD}}{u_{xD}} = h_{21E} \frac{R_C}{h_{11E}} = \beta \frac{R_C}{r_B + (\beta + 1)r_E} \cong \\ &\cong \beta \frac{R_C}{(\beta + 1)r_E} \cong \frac{R_C}{r_E} = \frac{R_C I_E}{V_T} = \frac{R_C I_0}{2V_T} \end{aligned} \quad (4.90)$$

У певних випадках зручніше користуватися крутизною S транзистора

$$K_D = \frac{R_C}{r_E} = S R_C \quad (4.91)$$

Якщо на входах диференціального підсилювача діють однакові сигнали, тобто інформативний сигнал має тільки синфазну складову, то у колах баз обох транзисторів протікають базові струми однакові як за значенням, так і за знаком. Базові струми транзисторів спричиняють однаковий приріст колекторних струмів, у результаті чого різниця потенціалів колекторів обох транзисторів дорівнює нулю. Вихідна напруга, яка змінюється між двома колекторами, також дорівнює нулю.

Таким чином, в абсолютно симетричному диференціальному підсилювачеві зміна вхідного синфазного сигналу *не впливає* на вихідну диференціальну напругу.

Схема заміщення диференціального підсилювача для *синфазної* складової сигналу, у якій обидва транзистори заміщені схемами заміщення на основі h -параметрів наведена на рис. 4.42.

Вхідний струм, спричинений синфазним сигналом u_{xC} на вході диференціального підсилювача, визначається за законом Ома

$$i_B = \frac{u_{xC}}{h_{11E} + (h_{21E} + 1) \cdot 2R_E} \quad (4.92)$$

Вхідний синфазний опір. Вхідний синфазний опір диференціального підсилювача дорівнює

$$R_{xC} = \frac{u_{xC}}{i_B} = h_{11E} + (h_{21E} + 1) \cdot 2R_E \cong (h_{21E} + 1) \cdot 2R_E. \quad (4.93)$$

Коефіцієнт підсилення синфазної складової сигналу. Колекторний струм кожного з транзисторів

$$i_C = i_B h_{21E} = h_{21E} \frac{u_{xC}}{h_{11E} + (h_{21E} + 1) \cdot 2R_E} \cong \frac{h_{21E} \cdot u_{xC}}{(h_{21E} + 1) \cdot 2R_E} \cong \frac{u_{xC}}{2R_E}. \quad (4.94)$$

Вихідна синфазна напруга

$$u_{yC} = i_C R_C = u_{xC} \frac{R_C}{2R_E}. \quad (4.95)$$

Коефіцієнт підсилення синфазної напруги, виходячи з (4.95), дорівнюватиме

$$K_C = \frac{u_{yC}}{u_{xC}} = \frac{R_C}{2R_E}. \quad (4.96)$$

Таким чином, за умови абсолютної симетрії диференціального каскаду синфазна і диференціальні складові сигналу підсилюються окремо одна від одної, мають різні коефіцієнти підсилення і взаємно не впливають одна на одну.

Цю надзвичайно цінну властивість диференціального каскаду використовують для розмежування інформативної і неінформативної складової: як *носій* інформації використовується диференціальна складова і тому є *інформативною*. Синфазна складова *не несе* інформації і використовується для завдання оптимальних умов підсилення.

Як вже зазначалося *роздільне підсилення* диференціальної і синфазної складової *можливе* лише за умови *абсолютної симетрії* диференціального підсилювача. У реального диференціального підсилювача абсолютної симетрії досягти неможливо і тому частина синфазної (неінформативної) складової проникає на диференціальний вихід, вносячи тим самим похибку підсилення.

Коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу. Передача синфазного сигналу u_{xC} на диференціальний вихід u_{yD} характеризується коефіцієнтом ослаблення синфазного сигналу, який визначається формулою



$$K_R = \frac{u_{yD}}{u_{xC}} = \frac{K_D}{K_C} = \frac{R_C}{r_E} \frac{(2R_E + r_E)}{R_C} = \frac{2R_E}{r_E} + 1 \cong \frac{2R_E}{r_E} \quad (4.97)$$

Оскільки завади діють, як правило, на обидва входи диференціального підсилювача, то коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу є мірою *завадостійкості* цього підсилювача і заноситься до його технічного паспорту.

Напруга зміщення. Несиметрія диференціального підсилювача призводить до *похибки* підсилення, яка проявляється у тому, що за умови відсутності вхідного диференціального інформативного сигналу внаслідок несиметрії підсилювача на диференціальному виході (тобто, між двома колекторами транзисторів підсилювача) з'являється вихідний сигнал, рівень якого прямо залежить від ступеня несиметрії. Цей вихідний сигнал, за умови нульового сигналу на вході, і є абсолютною похибкою диференціального підсилювача. Проте на практиці, абсолютну похибку диференціального підсилювача характеризують не цим сигналом, а “приведеним до входу”, тобто розділеним на коефіцієнт підсилення. У технічному паспорті на диференціальний підсилювач цей параметр називається “*вхідна напруга зміщення*”.

Температурний дрейф напруги зміщення. Несиметрія диференціального підсилювача може спричинюватися також дією температури, внаслідок чого на диференціальному виході виникає сигнал похибки, який називається *температурний дрейф* і вимірюється в одиницях мкВ/К.

Середній вхідний струм. Поряд з цим параметром у технічному паспорті наводиться аналогічний параметр — *вхідний струм зміщення*.

Різниця вхідних струмів. Абсолютне значення різниці струмів двох входів підсилювача, за умови, що напруга на виході дорівнює нулю.

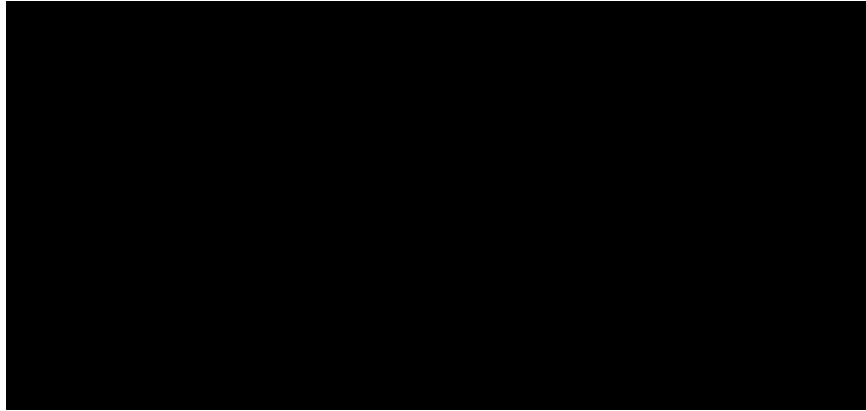
Отже, поліпшення характеристик диференціального підсилювача прямо залежить від підвищення ступеню симетричності. Високої міри симетрії можна досягти, якщо виготовляти диференціальний підсилювач у виді *інтегральної мікросхеми* в єдиному технологічному процесі.

Схемотехнічні засоби для поліпшення параметрів диференціального підсилювача

Найпростіший диференціальний підсилювач, схема якого наведена на рис. 4.00, має невисокі якісні показники, служить для пояснення принципу роботи і на практиці майже не застосовується. Для істотного поліпшення характеристик і параметрів диференціальних підсилювачів, виготовлених за інтегральними технологіями, застосовуються різноманітні електронні пристрої і схемотехнічні засоби. Розглянемо найпоширеніші з них.

Керовані джерела струму (дзеркала струму). *Дзеркало струму* — це два транзистори в активному режимі, з'єднані за схемою, наведеною на рис. 4.43. У транзисторі *VT1* база з'єднана з колектором, тому на колекторному *p-n* переході цього транзистора нульова напруга, перехід

зміщений в оберненому напрямі і транзистор перебуває в активному режимі.



За другим законом Кірхгофа можна записати співвідношення між струмами емітерів I_{E1} , I_{E2} транзисторів, напругами на їх емітерних переходах U_{BE1} , U_{BE2} та опорами R_1 , R_2

$$R_1 \cdot I_{E1} + U_{BE1} = R_2 \cdot I_{E2} + U_{BE2} \quad (4.98)$$

У інтегральних транзисторів напруги на емітерних переходах в активному режимі приблизно рівні між собою $U_{BE1} \approx U_{BE2}$, тому співвідношення між струмами емітерів запишеться у вигляді

$$I_{E2} = (R_1/R_2) \cdot I_{E1} \quad (4.99)$$

Якщо опори резисторів рівні $R_1 = R_2$, або взагалі відсутні $R_1 = R_2 = 0$ (рис. 4., б), то струми емітерів рівні $I_{E1} = I_{E2}$. Саме завдяки цій рівності пристрій дістав назву дзеркала струму, який ніби “віддзеркалює” вхідний струм I_{E1} у вихідний I_{E2} .

Колекторні струми транзисторів I_{C1} , I_{C2} пов’язані з емітерними I_{E1} , I_{E2} через коефіцієнти підсилення струмів α_1 , α_2 , а саме

$$I_{C1} = \alpha_1 \cdot I_{E1}, \quad I_{C2} = \alpha_2 \cdot I_{E2} \quad (4.100)$$

Інтегральні транзистори мають високий ступінь ідентичності, тому $\alpha_1 \approx \alpha_2$, і $I_{C1} \approx I_{C2}$. у такому разі рівняння (4.100) матиме вигляд:

$$I_{C2} = (R_1/R_2) \cdot I_{C1} \quad (4.101)$$

Вхідний I_1 і вихідний I_2 струми пов’язані з колекторними струмами транзисторів співвідношеннями

$$I_1 = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2}, \quad I_2 = I_{C2} \quad (4.102)$$

За умови високого ступеня ідентичності транзисторів, вхідний і вихідний струми керованого джерела струму (рис. 4.43, б) пов’язані співвідношенням

$$I_2 = \frac{1}{1 + 2/\beta} I_1 \cong \left(1 - \frac{2}{\beta}\right) I_1 \quad (4.103)$$

Таким чином, наявність базових струмів спричинює нерівність вхідного і вихідного струмів. Щоб зменшити цю нерівність, застосовують додатковий транзистор для живлення баз транзисторів зеркала струму (рис. 4.44). Співвідношення між вхідним і вихідним струмами у такому разі визначаються рівнянням

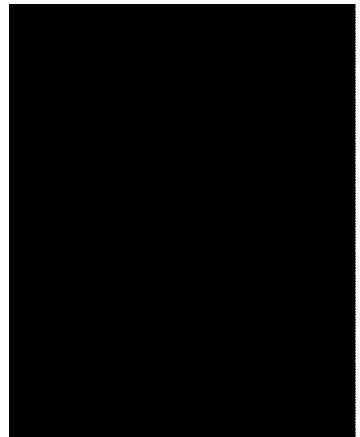
$$I_2 \cong \left(1 - \frac{2}{\beta^2}\right) I_1 \quad (4.104)$$

Як впливає з аналізу схеми заміщення (рис. 4.43, в), вихідний опір джерела струму доволі значний

$$R_y = r_{C2} \left(1 + \frac{R_E}{r_E}\right) = \frac{V_A}{I_{C2}} \cdot \left(1 + \frac{I_{C2}}{V_T} R_E\right) \quad (4.105)$$

Динамічне навантаження. Однією з причин невисоких якісних показників найпростішого диференціального підсилювача є наявність колекторних опорів R_1 , R_2 , або так зване пасивне навантаження транзисторів. До опорів резисторів R_1 , R_2 ставляться суперечливі вимоги. З одного боку, для збільшення коефіцієнта підсилення опори колекторних резисторів мають бути якомога більшими (4.90, 4.91). З іншого боку, реалізація резисторів зі значними опорами, особливо інтегральних резисторів, пов’язана зі значними труднощами. По-перше, площа, яку займає резистор на інтегральній мікросхемі, приблизно пропорційна його опору і тому резистор із значним опором займає місця набагато більше ніж усі активні елементи (діоди, транзистори) разом узяті.

Інтегральний резистор зі значним опором, а отже і зі значною площею має велику паразитну ємність, яка разом зі значним опором дає велику сталу часу, що зменшує робочий діапазон частот підсилювача. Зі збільшенням опорів колекторних резисторів, зменшується динамічний діапазон вхідних і вихідних сигналів диференціального підсилювача. Щоб уникнути цих недоліків і у той же час збільшити коефіцієнт підсилення пасивне навантаження транзисторів підсилювача замінюють на активне, або, як його ще називають *динамічне навантаження*. Динамічним навантаженням транзисторів диференціального підсилювача служить так зване дзеркало струму.



Емітерне джерело струму. Як впливає з аналізу диференціального підсилювача, вхідний синфазний опір і коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу збільшуються зі збільшенням опору емітерного резистора R_E . Виходячи з цього положення, емітерний резистор R_E у найпростішому диференціальному підсилювачі (рис. 4.39) доцільно замінити джерелом струму зі значним внутрішнім опором. У якості такого джерела найчастіше використовують дзеркала струму (рис. 4.46).

Застосування каскодів. Щоб збільшити вхідний диференціальний опір і зменшити вхідні струми диференціального підсилювача, застосовуються каскоди (рис. 4.47). Застосування складеного транзистора зі схемою з'єднання спільний емітер-спільна база дає змогу значно зменшити ступінь впливу навантаження на вхідний сигнал, а також зменшити вхідні струми диференціального підсилювача.

4.4 Операційні підсилювачі

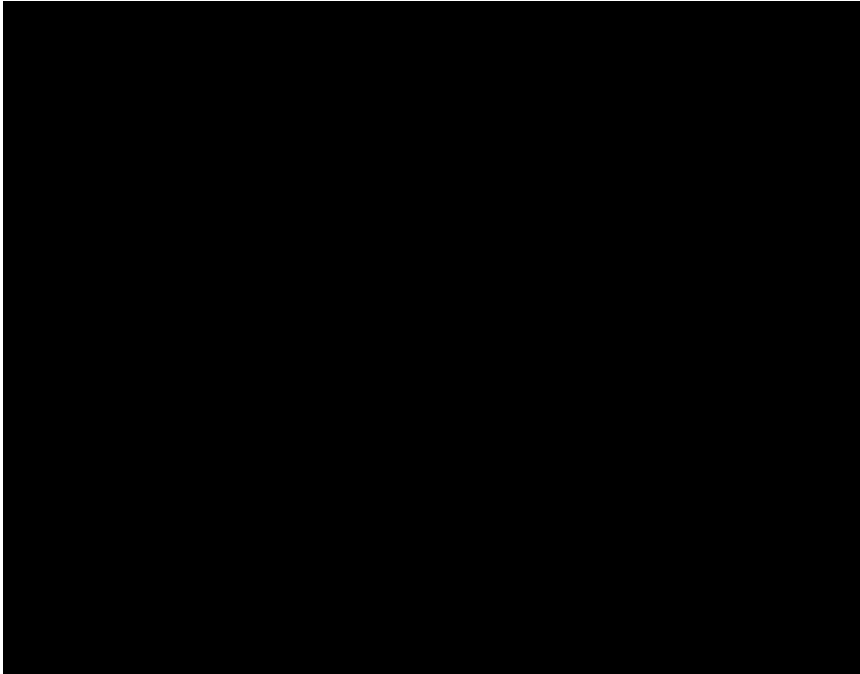
Операційним підсилювачем (ОП) називається підсилювач постійного струму зі значним коефіцієнтом підсилення, який виготовляється у вигляді інтегральної мікросхеми і має два входи і один вихід. Такі підсилювачі спочатку були призначені для виконання математичних операцій (додавання, віднімання, множення тощо) над сигналами. Звідси і походить їх назва. На сучасному етапі розвитку імпульсної техніки операційний підсилювач є універсальним базовим елементом аналогової техніки і входить до складу

більшості імпульсних аналогових пристроїв. На рис. 4.48 наведено, як приклад, електричну принципову схему операційного підсилювача загального призначення К153УД1.

На рис. 4.49 наведена принципова схема операційного підсилювача з поліпшеними параметрами завдяки застосуванню новітніх схемотехнічних засобів.

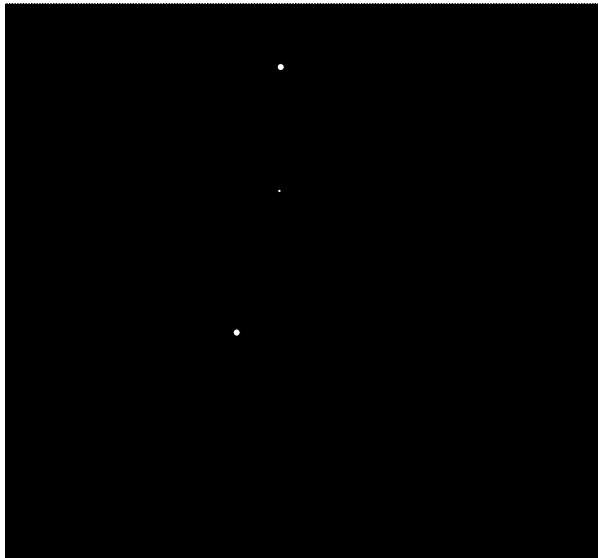
Умовне позначення операційного підсилювача на електричних схемах наведено на рис. 4.50 - спрощені, без додаткових полів і з додатковими полями.

Операційний підсилювач має два входи: - *прямий* і *інверсний*. Якщо на пря-



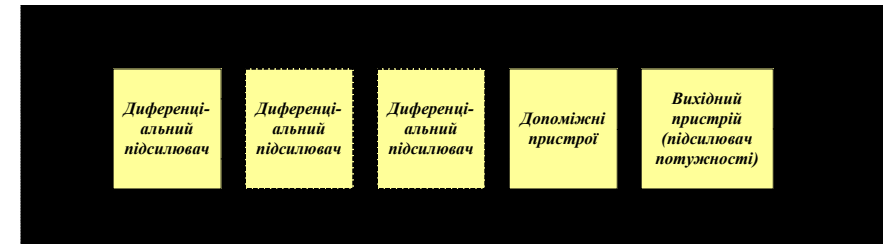
мий вхід подати сигнал, то вихідний сигнал операційного підсилювача матиме ту саму полярність, якщо сигнал постійний і ту саму початкову фазу, якщо сигнал синусоїдний.

Вихідний сигнал має протилежну полярність для постійного характеру сигналу і фазу зсунуту на 180° для синусоїдного у порівнянні з сигналом на *інверсному* вході.



Структура операційного підсилювача

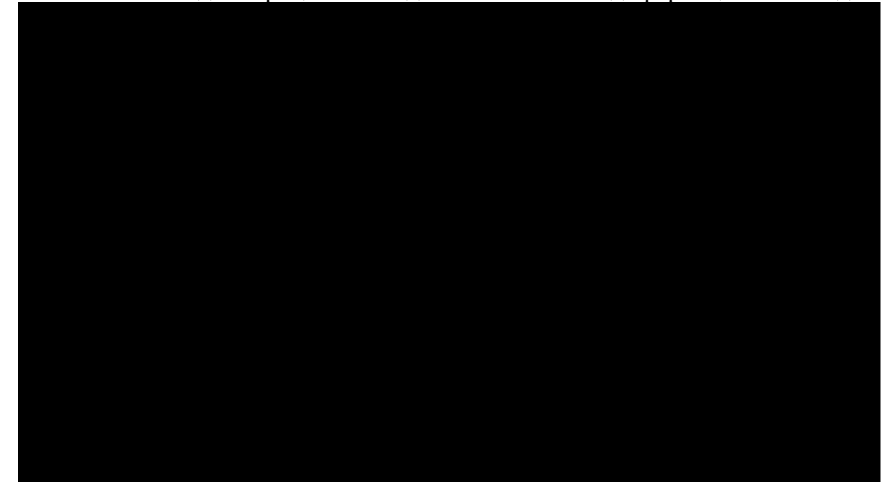
До складу операційного підсилювача (рис. 4.) входять один або кілька



каскадно з'єднаних диференціальних підсилювачів, які стоять на вході операційного підсилювача і забезпечують заданий коефіцієнт підсилення. На виході операційного підсилювача стоїть підсилювач потужності, який підсилює потужність сигналу і перетворює диференціальну вихідну напругу диференціального каскаду у вихідну напругу відносно спільної точки (землі). Крім того, до складу операційного підсилювача входять деякі допоміжні пристрої: частотної корекції, захисту від короткого замикання тощо. Характерною прикметою операційних підсилювачів є застосування двополярного симетричного живлення, що дає змогу підсилювати сигнали обох полярностей.

Основні параметри операційного підсилювача

Оскільки на вході операційного підсилювача стоїть диференціальний під-



силювач, то багато параметрів обох підсилювачів однакові. Операційний підсилювач характеризується такими параметрами (у дужках вказані зна-

чення параметрів для операційного підсилювача широкого вжитку КР140УД7).

1. Коефіцієнт підсилення диференціальної складової сигналу, K_0 ($K_0=5 \cdot 10^4$).
2. Відносне ослаблення синфазного сигналу, K_{BOCC} ($K_{BOCC}=70\text{дБ}$).
3. Частота одиничного підсилення f_1 , тобто частота на якій коефіцієнт підсилення дорівнює одиниці ($f_1=0.8\text{ МГц}$).
4. Швидкість зростання вихідного сигналу, V ($V=0.3\text{ В/мкс}$).
5. Вхідний опір для диференціального сигналу, R_D ($R_D=0,4\text{ МОм}$).
6. Вхідний опір для синфазного сигналу, R_C ($R_C=0,4\text{ МОм}$).
7. Вихідний опір, R_y ($R_y=0,4\text{ МОм}$).
8. Вхідна напруга зміщення нуля, U_s ($U_s=4\text{ мВ}$).
9. Температурний дрейф напруги зміщення, ΔU_t ($\Delta U_t=40\text{ мкВ/К}$).
10. Середній вхідний струм, I_x ($I_x=0,2\text{ мкА}$).
11. Різниця вхідних струмів ΔI_x ($\Delta I_x=$

Ці параметри заносяться, як правило, до паспорту операційного підсилювача. Найважливіші параметри операційного підсилювача відображені на схемі заміщення, наведеній на рис. 4.52.

Характеристики і параметри операційного підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком

Операційний підсилювач безпосередньо для підсилення сигналів майже не застосовується і здебільшого охоплюється петлею від'ємного зворотного зв'язку (рис. 4.53).

Коефіцієнт підсилення. Вихідний сигнал $u_y(t)$ пов'язаний з вхідним диференціальним сигналом $u_D(t)$ залежністю

$$u_y(t) = K_0 \cdot u_D(t) \quad (4.106)$$

де K_0 — коефіцієнт підсилення диференціального сигналу операційного підсилювача.

Користуючись методом вузлових потенціалів,

запишемо залежність вихідного сигналу $u_y(t)$ від вхідних сигналів $u_{x1}(t)$, $u_{x2}(t)$

$$u_y(t) = \frac{u_{x1}(t)(1 + Z_2/Z_1) - u_{x2}(t)Z_2/Z_1}{1 + \frac{1 + Z_2/Z_1}{K_0}} \quad (4.107)$$

Коефіцієнти підсилення по прямому та інверсному входах відповідно дорівнюють

$$K_{\beta 1} = \frac{(1 + Z_2/Z_1)}{1 + \frac{1 + Z_2/Z_1}{K_0}} \quad (4.108)$$

$$K_{\beta 2} = -\frac{Z_2/Z_1}{1 + \frac{1 + Z_2/Z_1}{K_0}}$$

Для ідеалізованого випадку нескінченно великого коефіцієнта підсилення ($K_0 = \infty$) залежність (4.107) спрощується

$$u_y(t) = u_{x1}(t)(1 + Z_2/Z_1) - u_{x2}(t)Z_2/Z_1 \quad (4.109)$$

Коефіцієнти підсилення у такому разі описуються виразами

$$K_{\beta 10} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad (4.110)$$

$$K_{\beta 20} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

Аналіз виразів для коефіцієнтів підсилення показує, що зі збільшенням коефіцієнта підсилення операційного підсилювача K_0 , залежність $K_{\beta 1}$, $K_{\beta 2}$ від параметрів самого операційного підсилювача зменшується і при нескінченно великому коефіцієнту підсилення ($K_0 = \infty$) ці коефіцієнти залежать тільки від параметрів елементів контуру зворотного зв'язку. Це дає змогу, застосувавши у контурі зворотного зв'язку точні і високостабільні елементи, будувати на основі операційних підсилювачів пристрої з високоякісними технічними характеристиками.

Вхідний опір. Вхідний опір диференціальній складовій сигналу виражається через вхідний диференціальний опір операційного підсилювача Z_D , його коефіцієнт підсилення K_0 і коефіцієнт підсилення K_β

$$Z_{D\beta} = Z_D \frac{K_0}{K_\beta} \quad (4.111)$$

Вхідний опір синфазній складовій сигналу дорівнює вхідному синфазному опору операційного підсилювача, тобто

$$Z_{C\beta} = Z_C \quad (4.112)$$

Вихідний опір. Вихідний опір операційного підсилювача, охопленого контуром від'ємного зворотного зв'язку, дорівнює

$$Z_{y\beta} = Z_y \frac{K_\beta}{K_0} \quad (4.113)$$

Застосування операційних підсилювачів

Операційні підсилювачі, виготовлені за сучасними інтегральними технологіями, мають високоякісні технічні характеристики, низьку ціну і тому широко застосовуються у пристроях для аналогової обробки сигналів. Охоплюючи операційний підсилювач різними видами і типами зворотного зв'язку, отримують функціональні блоки із заданими технічними характеристиками. Розглянемо найпоширеніші застосування операційних підсилювачів.

Інверсний підсилювач. Інверсним підсилювачем називається операційний підсилювач, охоплений петлею від'ємного паралельного зворотного зв'язку за напругою (рис. 4.54). Вихідна напруга такого підсилювача має полярність, протилежну полярності вхідної напруги.

Залежність між вихідним і вхідним сигналами інверсного підсилювача отримаємо, якщо у формулі (4.107) покладемо $u_{x1}(t)=0$, тобто

$$u_y(t) = -\frac{Z_2/Z_1}{1 + \frac{Z_2/Z_1}{K_0}} u_x(t) \quad (4.114)$$

Коефіцієнт підсилення інверсного підсилювача, враховуючи (4.114), дорівнюватиме

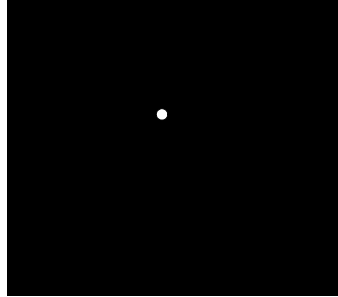
$$K_\beta = -\frac{Z_2/Z_1}{1 + \frac{Z_2/Z_1}{K_0}} = -K_0 \cdot \frac{Z_2/Z_1}{K_0 + 1 + Z_2/Z_1} \quad (4.115)$$

Для ідеалізованого операційного підсилювача ($K_0 = \infty$) коефіцієнт підсилення дорівнюватиме

$$K_{\beta 0} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (4.116)$$

Знак мінус у формулі (4.116) показує, що даний підсилювач змінює на протилежну (інвертує) полярність вихідного сигналу відносно вхідного, тому цей підсилювач дістав назву інверсного. Як видно з формули (4.116), коефіцієнт підсилення визначається тільки відношенням опорів резисторів і не залежить від параметрів самого операційного підсилювача.

Оскільки вихідний сигнал операційного підсилювача не може перевищувати напругу живлення, а коефіцієнт підсилення диференціальної складової сигналу становить сотні тисяч, то вхідна диференціальна напруга не перевищує кількох мікрвольт, тому для спрощення розрахунків цією напругою часто нехтують ($u_D=0$), не вносячи при цьому істотних похибок у розрахунки. Такий розрахунковий прийом інколи називають “віртуальне коротке



замикання входів операційного підсилювача”. Для інверсного підсилювача при віртуальному короткому замиканні входів інверсний вхід матиме нульовий потенціал, або так званий “віртуальний нуль”.

Застосувавши прийом віртуального короткого замикання входів, можна показати, що вхідний опір інверсного підсилювача з достатньою точністю дорівнює опорі Z_1 , тобто

$$Z_{D\beta} = Z_1 \quad (4.117)$$

Вихідний опір інверсного підсилювача розраховується за загальною формулою (4.113).

Неінверсний підсилювач. Якщо охопити операційний підсилювач контуром від'ємного послідовного зворотного зв'язку за напругою (рис.4.), то вихідний сигнал матиме ту ж саму полярність, що і вхідний.

Коефіцієнт підсилення такого підсилювача відповідно до формули (4.108) і за умови, що $u_{x1}(t)=0$, дорівнюватиме

$$K_\beta = \frac{(1 + Z_2/Z_1)}{1 + \frac{Z_2/Z_1}{K_0}} \quad (4.118)$$

Для ідеалізованого операційного підсилювача ($K_0 = \infty$) вираз (4.118) спрощується

$$K_{\beta 0} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad (4.119)$$

Частковим випадком ($Z_2=0$) неінверсного підсилювача є **повторювач напруги** (рис. 4.56), у якому реалізований 100% зворотний зв'язок, тобто на вхід пристрою подається повністю весь вихідний сигнал.

Вихідний сигнал такого підсилювача ідентичний вхідному ($u_y(t)=u_x(t)$), що й обумовило назву цього підсилювача.

Вхідний опір неінверсного підсилювача і, зокрема, повторювача напруги визначається за формулою (4.111), тобто $Z_{D\beta}=Z_D \cdot K_0/K_\beta$ і становить десятки і сотні мегом. Завдяки такій властивості, неінверсний підсилювач широко застосовується у пристроях, де потрібно забезпечити мале навантаження для попереднього пристрою.

Підсилювач різниці сигналів. У багатьох випадках потрібно підсилювати різницю двох сигналів, наприклад, при підсиленні сигналу з діагоналі вимірювального моста. Схема такого підсилювача наведена на

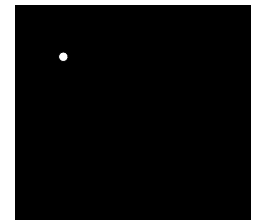
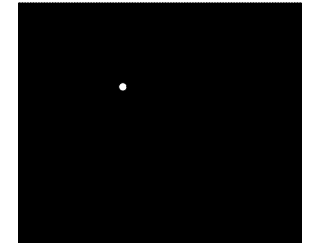


рис.4.. Залежність між вихідним і вхідним сигналами такого підсилювача визначається виразом

$$u_y(t) = u_{x1}(t) \left(\frac{Z_4}{Z_3 + Z_4} \right) (1 + Z_2/Z_1) - u_{x2}(t) Z_2/Z_1 \quad (4.120)$$

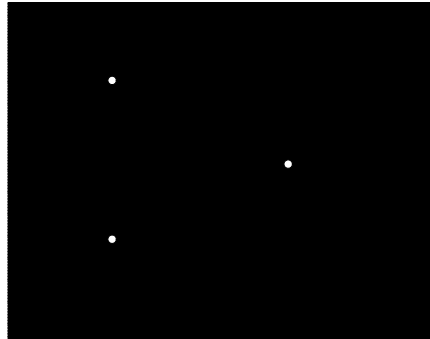
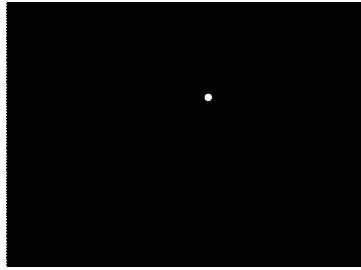
За умови, що

$$Z_4 = Z_2, Z_3 = Z_1, \quad (4.121)$$

вираз (4.120) спроститься і матиме вигляд:

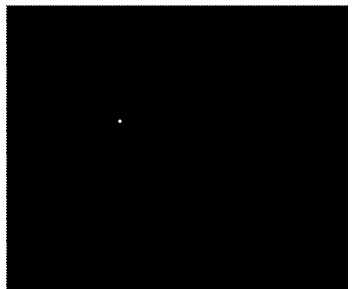
$$u_y(t) = u_{x1}(t) Z_2/Z_1 - u_{x2}(t) Z_2/Z_1 = [u_{x1}(t) - u_{x2}(t)] Z_2/Z_1 \quad (4.122)$$

Щоб поліпшити технічні показники підсилювача різниці сигналів, зокрема забезпечити значний



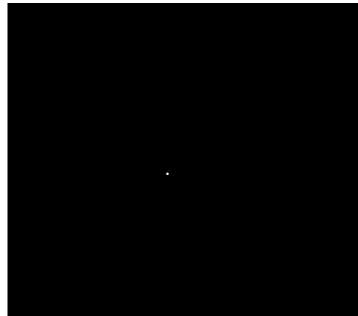
вхідний опір, застосовують пристрій, що складається з трьох операційних підсилювачів (рис. 4.58).

Перетворювач струм-напруга. Операційний підсилювач, охоплений від'ємним зворотним зв'язком (рис.4.59),



перетворює вхідний струм I_x у вихідну напругу U_y згідно рівнянню перетворення

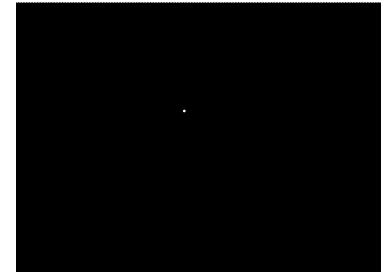
$$U_y = R \cdot I_x$$



(4.123)

Суматор (рис.4.60). Вихідний сигнал $u_{вих}$ цього пристрою пов'язаний з вхідними сигналами $u_{gx1}, u_{gx2}, \dots, u_{gx,n}$ залежністю

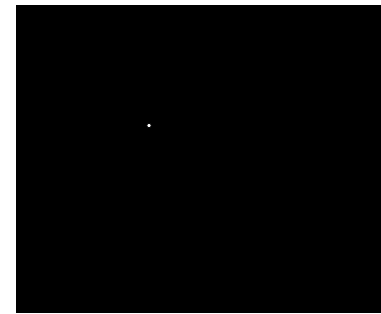
$$U_y = - \left(\frac{R_0}{R_1} \cdot U_{x1} + \frac{R_0}{R_2} \cdot U_{x2} + \dots + \frac{R_0}{R_n} \cdot U_{xn} \right) \quad (4.124)$$



Логарифматор (рис.4.61). Оскільки струм через напівпровідниковий діод є експоненціальною функцією напруги на $p-n$ -переході, то операційний підсилювач з напівпровідниковим діодом, увімкненим у коло зворотного зв'язку, виконуватиме функцію логарифматора, вихідна напруга якого зв'язана з вхідною залежністю

$$u_y = K \log u_x \quad (4.125)$$

де K — коефіцієнт пропорційності, який залежить від параметрів діода.



Перетворювач заряду у напругу. Якщо у контур зворотного зв'язку увімкнути конденсатор (рис. 4.62), то вихідна напруга такого підсилювача буде прямо пропорційною електричному заряду, накопиченому на конденсаторі

$$u_y = \frac{1}{C} q_x \quad (4.126)$$

Контрольні запитання і завдання

1. Для чого застосовуються підсилювачі?
2. Поясніть принцип роботи підсилювача.
3. Що таке амплітудна характеристика підсилювача?
4. Які властивості підсилювача відображає амплітудно-частотна характеристика?
5. Як поділяються підсилювачі за формою амплітудно-частотної характеристики?
6. Які види оберненого зв'язку застосовують у підсилювачах?
7. Як впливає тип зворотного зв'язку на стабільність коефіцієнта підсилення, вхідний та вихідний опір підсилювача?
8. Що таке робоча точка підсилювача змінної напруги і як вона задається?
9. Як здійснюється термостабілізація підсилювача змінної напруги?
10. Поясніть принцип роботи диференціального підсилювача.
11. За яким принципом розділяються інформативні і неінформативні складові сигналу у диференціальному підсилювачі?
12. Як підсилюються диференціальна та синфазна складові сигналу диференціальним підсилювачем?
13. Яка структура операційного підсилювача?
14. Які перетворення сигналів можна здійснювати за допомогою операційних підсилювачів?

РОЗДІЛ 5. ЕЛЕКТРОННІ КЛЮЧІ І ЛОГІЧНІ ЕЛЕМЕНТИ

Технічні пристрої, призначені для вмикання і вимикання різних об'єктів, застосовуються у багатьох галузях науки і техніки. У електротехніці і енергетиці такі пристрої застосовуються для підключення до мережі споживачів і генераторів, для керування потоками енергій в енергосистемах. Широко застосовуються ключові елементи і у радіоелектроніці, зокрема в імпульсній і цифровій техніці. За допомогою ключів здійснюється генерування імпульсів, формування імпульсів заданої форми тощо. У цифровій техніці ключі є основною частиною логічних елементів. Ключі входять до складу цифро-аналогових і аналого-цифрових перетворювачів і багато у чому визначають якісні характеристики цих перетворювачів.

5.1 Загальні відомості про ключові елементи

Ключовим елементом, або просто **ключем** називається пристрій для відкриття чи закриття каналу, по якому передається енергія. За фізичною природою ключі поділяються на електричні, пневматичні, гідравлічні оптичні тощо.

Найчастіше на практиці застосовують електричні, зокрема, електронні ключі. Ключі можуть знаходитися в одному з двох станів: замкненому або розімкненому. У замкненому стані ключ має незначний опір, в ідеальному випадку нульовий. У розімкненому стані, навпаки, опір ключа великий, в ідеальному випадку нескінченно великий.

Перехід ключа з одного стану в інший здійснюється стрибком, за незначний проміжок часу під дією сигналу, який називається **сигналом керування**.

Для аналізу процесів у ключових елементах і глибшого розуміння цих процесів доцільно розглянути поняття ідеального ключа, тобто спрощеної ідеальної моделі реальних ключів. **Ідеальним ключем** вважається ключ, який має нульовий опір у замкненому стані і нескінченно великий опір у розімкненому стані. Перехід від одного стану до іншого в ідеальному ключі здійснюється за нескінченно малий проміжок часу, тобто миттєво.

На рисунку 5.1 наведено умовні графічні зображення ключів на електричних принципових схемах відповідно до державних стандартів.

Залежно від того, у якому стані знаходиться ключ за відсутності дії сигналу керування, ключі поділяються на **нормально замкнені**, якщо ключ знаходиться у **замкненому** стані за умови відсутності сигналу керування (рис. 5.1б), і **нормально розімкнені**, якщо ключ знаходиться у

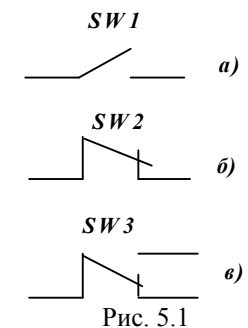


Рис. 5.1

розімкненому стані за умови відсутності сигналу керування (рис. 5.1 а). Існують і широко застосовуються також **перемикачі**, тобто ключі, які під дією сигналу керування переходять від одного стану в інший. На рис.5.1 в зображено перемикач, який під дією сигналу керування переходить від нормально замкнутого стану у розімкнений.

За способом увімкнення ключі поділяються на **послідовні**, які вмикаються послідовно з об'єктом (рис. 5.2 а) і **паралельні**, які вмикаються паралельно об'єкту (рис. 5.2 б).

За родом величини, яка перемикається, ключі поділяються на **ключі напруги**, які призначені для комутації джерела сигналу з незначним внутрішнім опором і **ключі струму**, призначені для комутації джерела сигналу зі значним внутрішнім опором.

До ключових пристроїв належать також **комутатори** — пристрої призначені для з'єднання або комутації одного вхідного каналу передачі сигналів на вхід одного з вихідних каналів передачі сигналів, або, навпаки, одного з вхідних каналів передачі сигналів на вхід вихідного (рис. 5.3).

Для аналізу процесів у ключових елементах і глибшого розуміння цих процесів доцільно розглянути поняття ідеального ключа, тобто спрощеної ідеальної моделі реальних ключів.

Ідеальним ключем вважається ключ, який має нульовий опір у замкнутому стані і нескінченно великий опір у розімкнутому стані. Перехід від одного стану до іншого в ідеальному ключі здійснюється за нескінченно малий проміжок часу, тобто миттєво. В ідеальному ключі відсутній вплив сигналу керування на інформаційний сигнал.

Реальні ключі, що застосовуються на практиці, характеризуються такими параметрами.

Одним з найважливіших параметрів реальних ключів є опори ключів у замкнутому й розімкнутому станах.

Тривалість переходу ключа із замкнутого стану у розімкнений і, навпаки, перехід ключа з розімкнутого стану у замкнений.

Максимально допустимий струм замкнутого ключа.

Максимально допустима напруга на розімкнутому ключі.

Пристрої, які першими почали застосовуватися для комутації в електричних колах, були механічні ключі: рубильники, вимикачі, перемикачі, кнопки.

Широко застосовуються механічні ключі й у сучасних електричних і радіо-

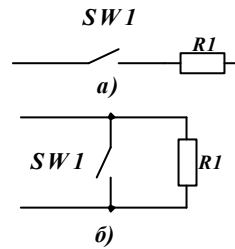


Рис. 5.2

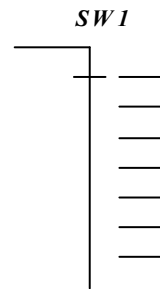


Рис. 5.3

електронних пристроях для керування режимами їх роботи і розміщені вони, як правило, на панелі керування цими пристроями.

5.2 Аналогові ключі

Аналогові ключі мають два стани: замкнений і розімкнений і призначені для передачі вхідного сигналу на вихід з високою точністю і без спотворень у замкнутому стані й розриву, ізоляції виходу від входу у розімкнутому стані. Перехід аналогового ключа від замкнутого стану до розімкнутого, а також зворотний перехід здійснюється під дією керівного сигналу, який може мати два рівні: високий рівень, або рівень логічної 1 і низький рівень, або рівень логічного 0. Отже, аналоговий ключ є найпростішим аналого-цифровим пристроєм, який здійснює операції над аналоговими сигналами під дією цифрового керівного сигналу.

Нормально замкнений аналоговий ключ під дією керівного сигналу високого рівня переходить із розімкнутого стану у замкнений, а під дією керівного сигналу низького рівня, навпаки, переходить у замкнений стан. Нормально розімкнений аналоговий ключ має протилежну властивість, а саме: під дією керівного сигналу низького рівня залишається у розімкнутому стані і переходить у замкнений стан під дією керівного сигналу високого рівня.

Аналогові ключі характеризуються такими статичними параметрами:

- ☐ опір ключа r_{SW} у замкнутому стані;
- ☐ залишкова напруга u_{SW} на ключі у замкнутому стані;
- ☐ провідність ключа G_{SW} у розімкнутому стані;
- ☐ залишковий струм i_{SW} у розімкнутому стані.

До динамічних параметрів аналогових ключів належать:

- ☐ тривалість переходу ключа з розімкнутого стану у замкнений t_{01} ;
- ☐ тривалість переходу ключа із замкнутого стану у розімкнений t_{10} .

Важливою характеристикою аналогового ключа є ступінь впливу керівного сигналу на інформаційний сигнал.

На параметри ключа впливають зовнішні чинники, зокрема, температура.

Цей вплив враховуються такими параметрами як Δr_{SW} — зміна опору ключа у відкритому стані під дією температури.

Щоб забезпечити задану точність передачі сигналу, заданий допустимий рівень спотворень у замкнутому стані і заданий рівень ізоляції виходу від входу у розімкнутому стані наведені вище параметри мають не перевищувати розраховані граничні значення.

Діодні ключі

Діодні ключі застосовуються, в основному, для комутації струму. На рис. 5. наведено аналоговий ключ на діодах $VD1, VD2$, призначений для підключення й відключення реального джерела струму з параметрами J, G до інверсного входу операційного підсилювача.

Верхній рівень керівного сигналу U_c^1 , тобто рівень логічної 1 для діодного ключа вибирається більшим, ніж залишкова напруга u_D на відкритому діоді, тобто $U_c^1 \geq u_D$, а нижній рівень менший, ніж залишкова напруга на відкритому діоді, тобто $U_c^0 \leq -u_D$. Якщо керівний сигнал u_c має рівень логічної 1, то потенціал анода діода $VD1$ менший за потенціал катода, р-п-перехід зміщений в оберненому напрямі й діод $VD1$ закритий. Струм джерела протікає через діод $VD2$ у шину додавання операційного підсилювача.

Мостовий діодний ключ. Послідовний мостовий діодний ключ складається з чотирьох напівпровідникових діодів, з'єднаних за мостовою схемою (рис. 5.5). Ключ керується двома імпульсами $+u_c, -u_c$, рівними за амплітудами і протилежної полярності, які подаються у точки 1 і 2. Амплітуда керівних імпульсів U_{cm} має перевищувати граничне значення діапазону вхідних сигналів.

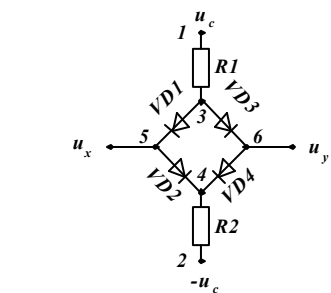


Рис. 5.5

Точність передачі сигналів у режимі відкритого ключа і ступінь ізоляції у режимі закритого ключа визначається ступенем симетрії схеми ключа, тобто різниця між амплітудами керівних імпульсів, опорамі резисторів R_1, R_2 і параметрами діодів має бути якомога меншою. Якщо вхідні імпульси відсутні, то у разі вхідного сигналу позитивної полярності діоди $VD1, VD4$ будуть зміщені в оберненому напрямі, а у разі негативної полярності вхідного

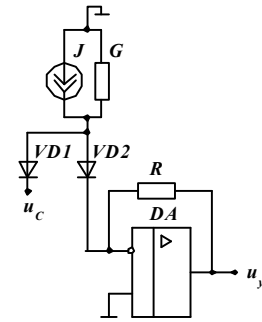


Рис. 5.4

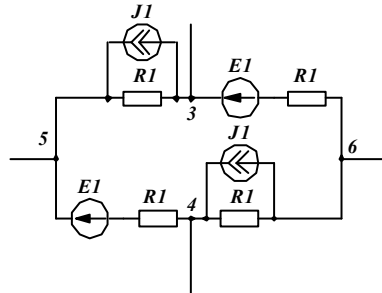


Рис. 5.6

сигналу, в оберненому напрямі будуть зміщені діоди $VD2, VD3$, тобто за будь-якої полярності вхідного сигналу ключ буде розімкнений. Еквівалентна схема заміщення розімкненого ключа для вхідного сигналу позитивної полярності наведена на рис. 5.6.

Якщо на вузли 1, 2 подати керівні імпульси з однаковою амплітудою і різною полярністю, то діоди змістяться у прямому напрямі і ключ перейде у замкнений стан. Еквівалентна схема замкненого ключа наведена на рис. 5.7. Аналіз еквівалентної схеми показує, що залишкові ЕРС e_{01}, e_{03} , а також e_{02}, e_{04} взаємно компенсують одна одну, що є позитивною характеристикою даного ключа.

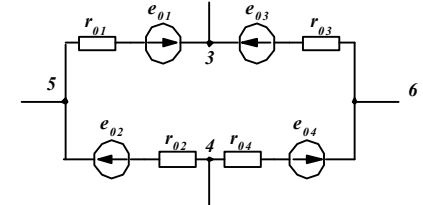


Рис. 5.7

Швидкодія ключа визначається властивостями діодів, тобто значеннями бар'єрної і дифузної ємностей діода. Електронною промисловістю випускаються діоди, зокрема, імпульсні діоди з великою швидкодією, тому мостовими діодними ключами можна виконувати комутацію з частотою у сотні мегагерц. Недоліком мостової схеми є необхідність застосування двох керівних симетричних імпульсів з однаковою амплітудою і різною полярністю.

Динамічні властивості діодних ключів. Динамічні властивості діодних ключів обумовлені інертністю діода і проявляються у перехідних процесах у діоді під дією миттєвої зміни вхідної напруги чи струму. Інертність діода визначається двома процесами:

процесом накопичення і розсмоктування неосновних носіїв у базі діода і процесом накопичення і розсмоктування основних носіїв заряду безпосередньо на $p-n$ -переході. Перший процес переважає при прямому зміщенні $p-n$ -переходу, а другий — при оберненому зміщенні. Розглянемо ці процеси детальніше. Якщо на діод подати пряме зміщення (рис. 5.8), то пряма напруга на діоді встановиться не миттєво, а протягом певного інтервалу часу, який називається **тривалістю встановлення прямої напруги** t_F . Це обумовлено тим, що концентрація носіїв у базі діода не може змінитися миттєво, оскільки накопичення неосновних носіїв у базі пов'язане з процесом дифузії інжектованих через $p-n$ -перехід неосновних носіїв. По мірі збільшення концентрації неосновних носіїв у базі, її опір зменшується, що призводить до перерозподілу напруги: напруга на базі зменшується, а напруга на $p-n$ -переході збільшується, що призводить до збільшення рівня інжекції. У результаті дії цих двох чинників на діоді спостерігається характерний викид напруги, після чого напруга поступово спа-

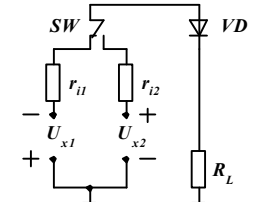


Рис. 5.8

дає до усталеного значення. Тривалість встановлення прямої напруги t_F залежить від прямого струму через діод і від тривалості життя неосновних носіїв заряду.

Якщо діод переключити з режиму прямого зміщення на обернене (рис. 5.8), то у момент перемикавання концентрація неосновних носіїв у базі не може миттєво змінитися і діод залишається провідним. Після переключення зміщення з прямого на обернене починається процес розсмоктування неосновних носіїв у базі. Тривалість розсмоктування t_D залежить від заряду, накопиченому у базі, тобто від прямого струму через діод до моменту перемикавання, а також від оберненого струму через діод (рис. 5.9).

Процеси, які виникають у діоді після вимикання прямого струму через діод, можна розглядати як частковий випадок перемикавання діода із прямого зміщення на оберне, коли обернений струм дорівнює нулю. Тривалість розсмоктування t_{D0} при вимиканні прямого струму набагато більша $t_{D0} \gg t_D$ тривалості розсмоктування при перемикаванні.

Після закінчення процесу розсмоктування неосновних носіїв з бази після перемикавання, починається процес відновлення оберненого опору діода. Під час цього процесу відбувається заряджання бар'єрної ємності p - n -переходу і обернений струм діода поступово зменшується до усталеного значення I_0 .

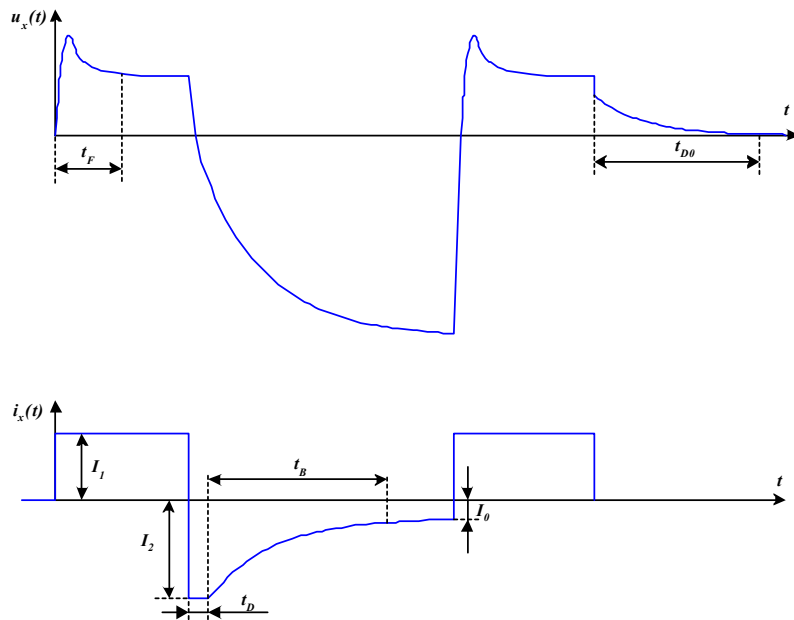


Рис. 5.9

Тривалість t_B відновлення оберненого опору діода залежить від оберненої напруги, значення бар'єрної ємності і вихідного опору джерела.

Ключі на біполярних транзисторах

Наявність у біполярного транзистора режимів відсікання і насичення дає змогу застосувати його як ключовий елемент (рис. 5.11). Режим насичення відповідає замкнутому стану ключа (точка 2 на вихідній вольт-амперній характеристиці транзистора), а режим відсікання — розімкнутому (точка 1 на вихідній вольт-амперній характеристиці транзистора) (рис. 5.10). Переходячи із розімкнутого стану у замкнений і навпаки, транзистор певний час перебуває в активному режимі, або режимі підсилення. Сигнал керування подається на емітерний перехід біполярного транзистора. Біполярний транзистор може використовуватися і як ключ напруги і як ключ струму.

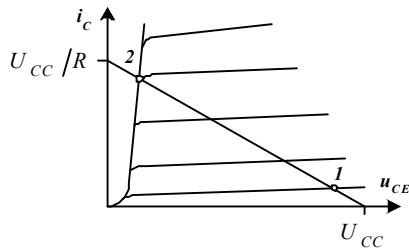


Рис. 5.10

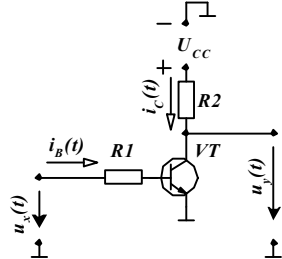


Рис. 5.11

Ключі на біполярних транзисторах, порівняно з іншими аналоговими ключами мають незначний опір у замкнутому стані. У той же час такими ключами можна перемикає тільки однополярні сигнали.

У режимі насичення, тобто у замкнутому стані обидва $p-n$ -переходи зміщені у прямому напрямі і біполярний транзистор має схему заміщення, наведену на рис. 5.12 а. Основними параметрами ключа у цьому режимі є **опір замкнутого ключа** r_0 і **залишкова ЕРС** e_0 .

У режимі відсікання, тобто у розімкнутому стані обидва переходи транзистора зміщені в оберненому напрямі і біполярний транзистор має схему заміщення, наведену на рис. 5.12 б.

Основними параметрами ключа у цьому режимі є **провідність ключа** G_0 у розімкнутому стані, або обернена величина — **опір ключа у розімкнутому стані** і **залишковий струм** J_{c0} , який має теплове походження.

Для зменшення залишкової напруги на замкнутому ключі широко застосовується послідовне з'єднання двох транзисторів, або так званий **інтегральний перемикач** (рис. 5.13). Залишкова напруга на такому

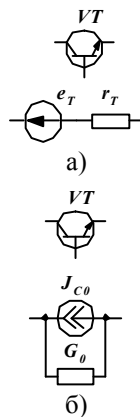


Рис. 5.12

з'єднанні транзисторів дорівнює різниці залишкових напруг кожного з транзисторів, оскільки вони мають протилежну полярність. Особливо велика ступінь компенсації залишкової напруги у транзисторів, виготовлених в

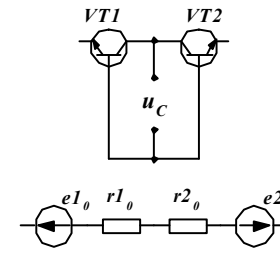


Рис. 5.13

інтегральному вигляді у єдиному технологічному циклі на одному кристалі, оскільки такі інтегральні транзистори мають велику ступінь ідентичності характеристик.

Динамічні характеристики ключів на біполярних транзисторах.

Як вже зазначалося, біполярний транзистор є інертним приладом і його перехід із замкнутого стану у розімкнутий і навпаки відбувається не миттєво, а впродовж певного відрізка часу. Тривалість переходу

транзистора із одного стану в інший визначає швидкодію ключа, яка є однією з найважливіших характеристик.

Аналіз перехідних процесів у ключі на біполярному транзисторі (рис. 5.11) почнемо з моменту t_0 переходу вхідного сигналу $u_x(t)$ від нижнього рівня U_x^0 , або від рівня логічного 0 до верхнього рівня U_x^1 . До цього моменту транзистор перебував у режимі відсікання, у якому струм бази $i_B(t) = -I_{C0}$;

$$u_{BE}(t) = U_x^0 - I_{C0}R_1; u_{CE}(t) = U_{CC} + I_{C0}R_2.$$

Вхідна напруга в момент t_0 стрибком змінюється від U_x^0 до U_x^1 . Струм бази транзистора визначається вхідною напругою і опором резистора $R1$, а саме $i_B(t) = u_x(t)/R_1$ і тому стрибком зростає до $I_B^1 = U_x^1/R_1$. Під дією додатної напруги на емітерному переході транзистор із режиму відсікання переходить в активний режим. У активному режимі інертність транзистора характеризується сталою часу τ_A . Стала часу τ_A залежить від швидкості дифузії неосновних носіїв у базі і від ємності колекторного переходу. Колекторний струм починає зростати за експоненціальним законом зі сталою часу τ_A , прямуючи до рівня βI_B^1 . У ключовому режимі верхній рівень струму бази I_B^1 вибирається більшим за струм насичення бази I_B^s , тому рівень колекторного струму $I_C^f = \beta I_B^1$ не може бути досягнутим і називається **рівнем уявного струму**.

Коли колекторний струм, збільшуючись, досягне рівня струму насичення $i_C(t) = I_C^s$, зростання колекторного струму припиняється. Транзистор переходить від підсилювального режиму до режиму насичення. Тривалість збільшення колекторного струму від рівня I_C^0 до рівня I_C^s називається **тривалістю увімкнення ключа** t_{01} . Тривалість увімкнення ключа прямо пропо-

рційно сталій часу і обернено пропорційно ступеню насичення s , тобто $t_{01} = \tau_A / s$.

З переходом у режим насичення колекторний перехід, який у активному режимі був зміщений у прямому напрямі, зміщується в оберненому напрямі і відбувається накопичення неосновних носіїв заряду у базі насиченого транзистора. Тривалість накопичення заряду у базі транзистора визначається сталою часу τ_s , як дещо відрізняється від сталої часу τ_A . Через інтервал часу $t_s = 3 \cdot \tau_s$ процес накопичення неосновних носіїв заряду у базі в основному закінчується і встановлюється усталений режим насичення, який характеризується такими параметрами: колекторний струм I_C^s , напруга колектор-емітер U_{CE}^s , напруга база-емітер U_{BE}^s , струм бази $I_B^s = U_x^1 / R_1$.

Якщо вхідна напруга у момент t_2 стрибком змінить своє значення з U_x^1 до U_x^0 протилежної полярності, то, внаслідок накопичення неосновних носіїв заряду у базі, транзистор ще певний час перебуватиме у режимі насичення і матиме незначний опір. За законом Ома вхідний базовий струм

$i_B(t) = u_x(t) / R_1$ у цей момент матиме значення U_x^0 / R_1 і протилежну полярність. Під дією цього струму починається розсмоктування заряду неосновних носіїв у базі. Ступінь насичення транзистора зменшується. Уявний колекторний струм змінюється за експоненціальним законом від рівня $\beta \cdot U_x^1 / R_1$ до рівня $\beta \cdot U_x^0 / R_1$ протилежної полярності. До того моменту,

коли уявний колекторний струм перевищує значення струму насичення I_C^s , транзистор ще не вийшов із режиму насичення. Тривалість виходу транзистора із стану насичення t_s , тобто інтервал часу від моменту зміни вхідного сигналу з U_x^1 до U_x^0 і до моменту виходу транзистора із стану насичення називається **затримкою вимикання ключа**. Затримка вимикання ключа залежить від сталої часу τ_s і прямо пропорційна ступеню насичення s . Отже, вимоги до ступеня насичення транзистора суперечливі: з одного боку, для зменшення тривалості увімкнення, ступінь насичення потрібно збільшувати, а з іншого — для зменшення тривалості вимикання, ступінь насичення потрібно зменшувати. Вибирається, як правило, компромісне рішення.

Після завершення процесу розсмоктування неосновних носіїв заряду у базі, транзистор переходить із режиму насичення в активний режим і починає формуватися спад вихідного імпульсу. На цьому етапі відбуваються два процеси: процес зменшення колекторного струму до його відсікання і заряджання колекторної ємності C_C від джерела живлення через резистор R_2 .

Тривалість процесу зменшення колекторного струму від насичення I_C^s до відсікання I_{C0} набагато менша від тривалості процесу заряджання ємності колекторного переходу.

Після переходу транзистора у режим відсікання струм колектора не змінюється і дорівнює I_{C0} .

Процес заряджання ємності колекторного переходу зі сталою часу $\tau_C = R_2 C_C$ продовжується і у режимі відсікання, у якому закритий транзистор вже не чинить шунтуючої дії на ємність C_C . Тривалість процесу заряджання, тобто тривалість спаду вихідного імпульсу t_{10} приблизно дорівнює $t_{10} = 3\tau_C$.

На відміну від вхідного імпульсу, що має фронт і спад нескінченно малої тривалості, вихідний імпульс ключового елемента має скінчену тривалість фронту t_{01} і спаду t_{10} ; моменти перемикання вихідної напруги мають затримку відносно моментів перемикання вхідної напруги. Крім того, вихідний імпульс однополярний і протифазний вхідному імпульсу.

Найпростіший ключ на біполярному транзисторі, схема якого наведена на рис. 5.11 має такі недоліки:

- для керування ключем використовується двополярний вхідний сигнал, що утруднює узгодження цього пристрою з пристроями керування з однополярним сигналом;
- низька швидкодія ключа, спричинена глибоким насиченням транзистора;
- залежність тривалості фронту і спаду від коефіцієнта підсилення транзистора β .

Для зменшення негативного впливу цих чинників застосовують різновиди ключів з поліпшеними характеристиками. Розглянемо деякі з цих пристроїв.

Ключ з додатковим зміщенням. За відсутності вхідного сигналу транзистор VT (рис. 5.14) надійно утримується у режимі відсікання за допомогою додаткового джерела, вихідна напруга U_s якого зміщує емітерний перехід транзистора в оберненому напрямі. Ключ має підвищену завадостійкість від хибного спрацювання під дією завад, амплітуда яких не перевищує напруги оберненого зміщення емітерного переходу транзистора. Ключ керується однополярним сигналом, що має нульовий нижній рівень $U_x^0 = 0$.

У режимі насичення колекторний струм транзистора дорівнює $I_C^s = U_{CC} / R_2$. Струм бази у цьому режимі є алгебраїчною сумою струмів від джерела зміщення і від вхідного сигналу

$i_B(t) = i_x(t) - i_s(t) = U_x^1 / R_1 - U_s / R_3$. Умовою насичення транзистора є співвідношення

$$I_C^s \leq \beta I_B \Rightarrow U_{CC} / R_2 \leq \beta [U_x^1 / R_1 - U_s / R_3]. \quad (5.1)$$

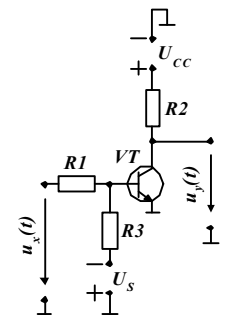


Рис. 5.14

Із цього співвідношення можна знайти значення опору резистора R_1 для заданого зміщення U_s і верхнього рівня вхідного сигналу U_x^1

$$R_1 \leq \frac{1}{\frac{U_{CC}}{U_x^1} \frac{1}{\beta R_2} + \frac{U_s}{U_x^1} \frac{1}{R_3}}, \quad (5.2)$$

який би задовольняв умову насичення.

У ключового елемента, схема якого наведена на рис. 5.14 усувається тільки один недолік: замість двополярного керівного сигналу застосовується однопольярний. Решта ж недоліків все ще залишається.

Ключ з прискорювальним конденсатором. Як вже зазначалося при аналізі найпростішого ключа, до значення базового струму відкритого ключа висуваються суперечливі вимоги: для зменшення тривалості увімкнення ключа t_{01} , значення базового струму, отже і ступінь насичення потрібно збільшити, а для зменшення затримки вимкнення — ці параметри потрібно зменшувати. Компромісу між цими вимогами можна досягти, якщо зробити струм бази не постійним, а змінним впродовж дії вхідного імпульсу: на інтервалі формування фронту вихідного імпульсу струм бази збільшити, а на інтервалі формування спаду — зменшити. Це досягається увімкненням прискорювального конденсатора C паралельно базовому резистору R_1 (рис. 5.15).

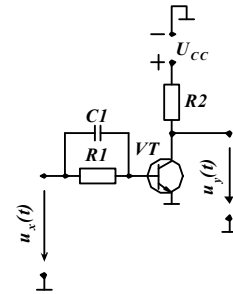


Рис. 5.15

Під час дії фронту вхідного імпульсу конденсатор починає заряджатися від вхідного сигналу і шунтує резистор R_1 . Струм бази обмежений тільки вихідним опором джерела вхідного сигналу. По мірі заряджання конденсатора струм бази зменшується до усталеного значення, яке може бути у багато раз менше, чим амплітудне значення. Під час дії спаду вхідного імпульсу напруга на попередньо зарядженому конденсаторі додається до напруги на вході, що прискорює розсмоктування неосновних носіїв бази. Отже, конденсатор прискорює процеси у транзисторі як на етапі формування фронту, так і на етапі формування спаду імпульсу.

Ключ з нелінійним зворотним зв'язком. Щоб збільшити швидкодію ключа і зменшити затримку вимикання за рахунок уникнення режиму глибокого насичення застосовується нелінійний зворотний зв'язок за допомогою діодів, увімкнений між колектором і базою транзистора (рис. 5.16). У ключів, виготовлених а інтегральною технологією, для цього використовується діод Шоткі. Напруга на зміщеному у прямому напрямі діоді Шоткі менша за відповідну напругу звичайного діода. Щоб перейти у режим насичення колекторний перехід транзистора має зміститися у прямому

напрямі, але при підході транзистора до межі насичення спочатку відкривається діод Шоткі, пряма напруга на якому менша за напругу на колекторному переході, що унеможливорює перехід транзистора у режим насичення, утримуючи його на межі насичення. У ключі з нелінійним зворотним зв'язком відсутня затримка вимкнення, оскільки транзистор не заходить у режим насичення.

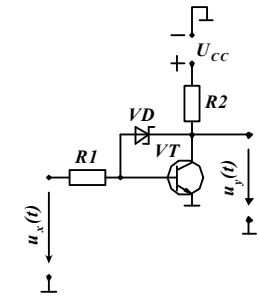


Рис. 5.16

Ключі на польових транзисторах

Ключі на польових транзисторах мають такі позитивні якості як: значне співвідношення опорів замкненого і розімкненого ключів; здатність перемикає напруги і струми з різною полярністю; відсутність залишкової електрорушійної сили; менша ступінь залежності параметрів від температури; висока ступінь гальванічного розділення сигналу керування і інформативного сигналу.

Для комутації аналогових сигналів використовуються як польові транзистори з керівним p - n -переходом, так і транзистори зі структурою МДН (метал-діелектрик-напівпровідник).

Важливою характеристикою польового транзистора як ключа є його передаточна, або **перехідна характеристика** транзистора — це залежність струму через транзистор i_{DS} від вхідної напруги на

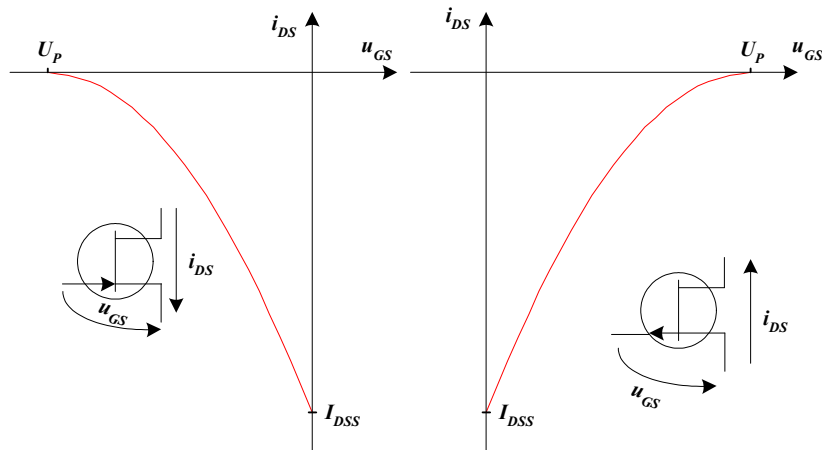


Рис. 5.17

транзисторі, тобто напруги затвор-витік u_{GS} .

У польових транзисторах з керівним p - n -переходом (англійська аббревіатура *JFET*) при нульовій вхідній напрузі ($u_{GS}=0$) через транзистор протікає початковий струм I_{DSS} . До затвору такого транзистора можна прикласти керівну напругу лише такої полярності, яка б зміщувала керівний p - n -перехід у зворотному напрямі, оскільки пряме зміщення не дає змоги керувати струмом через транзистор. Зі збільшенням модуля вхідної напруги, струм через транзистор зменшується і за певної напруги U_P , яка називається **напругою відсікання**, струм взагалі припиняється. Залежність струму через польовий транзистор від вхідної напруги можна з великим ступенем точності характеризувати як квадратичну залежність

$$i_{DS} = I_{DSS} (1 - u_{GS}/U_P)^2. \quad (5.3)$$

Напруга відсікання U_P ділить діапазон вхідних напруг на два інтервали: якщо вхідна напруга більша напруги відсікання, то струм через транзистор дорівнює нулю і транзистор як ключ перебуває у розімкненому стані, а якщо менша, то через транзистор протікає струм і ключ перебуває у замкнутому стані.

У МДН-транзисторів із вбудованим каналом, як і у транзисторів з керівним p - n -переходом, при нульовій вхідній напрузі через транзистор протікає початковий струм I_{DSS} , але на відміну від польового транзистора з керівним p - n -переходом, у МДН-транзисторів з вбудованим каналом на затвор можна подавати напругу як позитивної, так і негативної полярності (рис. 5.18). Якщо зі збільшенням вхідної напруги певної полярності струм збільшується, то такий режим називається **режимом збагачення**, а якщо зменшується — **режимом збіднення**. У режимі збіднення існує така напруга U_P — напруга відсікання, при якій струм через транзистор взагалі припиняється.

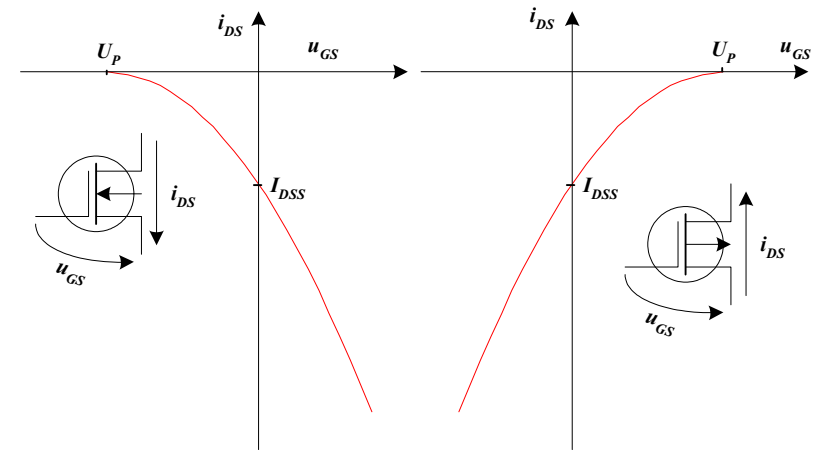


Рис. 5.18

Отже, якщо на МДН-транзистор з вбудованим каналом подати на вхід напругу, яка перевищує напругу відсікання, то цей транзистор можна використовувати як ключ у розімкненому стані, а якщо на вхід подати напругу, при якій струм у транзисторі максимально допустимий, то його можна використовувати як ключ у замкнутому стані.

Струм через МДН-транзистор із наведеним (індукованим) каналом (рис. 5.19) дорівнює нулю при нульовій вхідній напрузі і починає протікати тільки у тому разі, якщо вхідна напруга перевищить пороговий рівень U_T . Залежність струму через МДН-транзистор із наведеним каналом від вхідної напруги, як і у інших типів польових транзисторів — квадратична

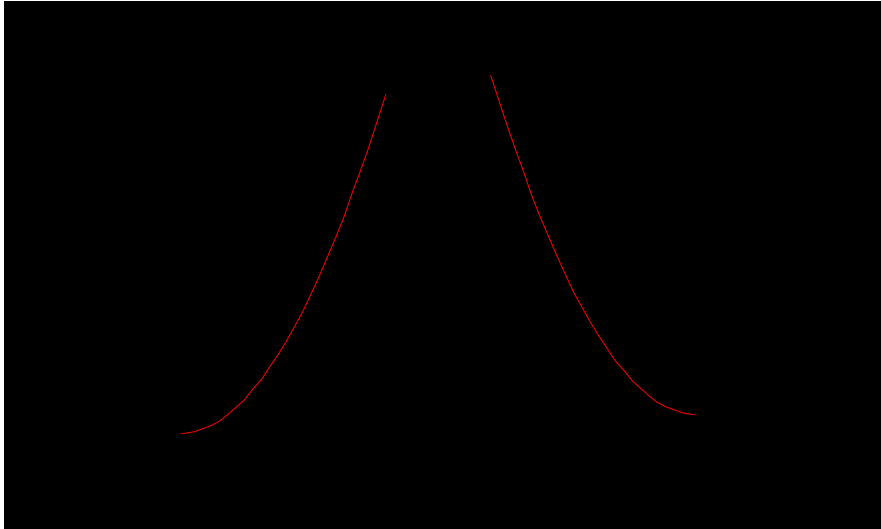
$$i_{DS} = k(u_{GS} - U_T)^2, \quad (5.4)$$

де k — коефіцієнт пропорційності.

Сигнал керування u_C на затворі транзистора має перевищувати сумарну напругу, що складається з напруги відсікання U_P і граничного значення U_{xm} діапазону аналогового сигналу, що перемикається, тобто

$$|u_C| > |U_P + U_{xm}|. \quad (5.5)$$

Щоб виконати умову (5.5) на затвор польового транзистора, що виконує роль аналогового ключа, необхідно подавати значну керівну напругу є це є значним недоліком ключів на польових транзисторах.



У статичному режимі аналоговий ключ на польовому транзисторі характеризується залишковим опором r_0 у замкненому стані і залишковою провідністю g_0 у розімкненому стані. Залишковий опір r_0 польових транзисторів набагато перевищує залишковий опір біполярних транзисторів і становить десятки і сотні ом. Залишкова провідність польових транзисторів набагато менша залишкової провідності біполярних транзисторів і становить одиниці наносіменсів. На відміну від біполярних транзисторів, залишкова ЕРС польового транзистора дорівнює нулю.

Основними динамічними характеристиками аналогових ключів на польових транзисторах є ємності затвор-витік C_{GS} і затвор-стік C_{GD} . Наявність цих ємностей призводить до проникнення сигналу керування, особливо у моменти зміни цього сигналу, у керований канал і спотворення інформативного сигналу.

Багатоканальні комутатори аналогових сигналів на польових транзисторах. У сучасній аналоговій техніці поряд із застосуванням окремих ключів, широко застосовуються багатоканальні комутатори аналогових сигналів, призначені для підключення виходу одного з

багатьох каналів обробки інформації на вхід іншого каналу, наприклад, для підключення одного із датчиків системи керування до входу аналого-цифрового перетворювача. Кількість каналів у комутаторах може досягати 16, але найчастіше застосовуються 4...6 канальні комутатори. Крім власне ключів, до складу таких багатоканальних комутаторів входять формувачі керівних сигналів ключів, дешифратори та інші пристрої, які виготовляються разом з ключами у єдиному технологічному циклі на одному кристалі.

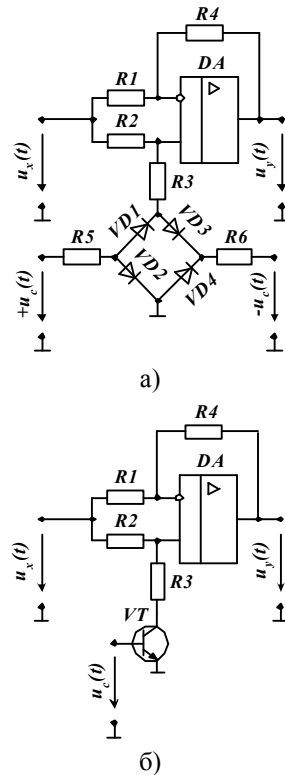
Застосування операційних підсилювачів для поліпшення характеристик ключів

Реальні ключі на діодах, біполярних і польових транзисторах, на відміну від ідеальних, мають ненульовий опір у замкнутому стані, скінчений опір у розімкнутому стані та низку інших параметрів, які вносять спотворення при передачі сигналу у замкнутому стані і не забезпечують повної ізоляції між входами і виходом у розімкнутому стані. Щоб поліпшити якісні показники аналогових ключів застосовують операційні підсилювачі, що мають значні коефіцієнти підсилення.

На рис. 5.20 наведено схеми аналогових ключів на основі операційних підсилювачів, у яких як ключові елементи використовують діодний міст (рис. 5.20 а) і біполярний транзистор (рис. 5.20 б). Якщо ключовий елемент (діодний міст чи біполярний транзистор) знаходиться у розімкнутому стані, то на входах операційного підсилювача діє тільки синфазна складова сигналу, а диференціальна складова дорівнює нулю, оскільки опори резисторів $R1, R2$ однакові $R1=R2=R$.

Коефіцієнт зменшення (послаблення) синфазної складової операційного підсилювача становить десятки і навіть сотні тисяч разів менший за вхідний і майже дорівнює нулю. Отже, у такому разі аналоговий ключ на операційному підсилювачі розімкнений. Якщо ж ключовий елемент — діодний міст чи біполярний транзистор перевести у замкнутий стан, то операційний підсилювач працює у режимі повторювача і його вихідний сигнал повторює зміни вхідного сигналу. Отже, аналоговий ключ перебуває у замкнутому стані.

Польові транзистори у замкнутому стані мають опір десятки і навіть сотні ом. У певних пристроях це неприпустимо. Для зменшення впливу опору відкритого ключа на польовому транзисторі, його включають у контур зворотного зв'язку операційного підсилювача (рис. 5.21). Операційний підсилювач працює як інверсний підсилювач. Ключовий елемент на польовому транзисторі $VT1$ призначений для комутації вхідного сигналу. Польовий транзис-



тор $VT2$ увімкнений у контур зворотного зв'язку і під дією сигналу зміщення $+U_s$ на затворі перебуває у замкнутому стані.

Якщо за допомогою керівного сигналу u_c відкрити транзистор $VT1$, то вихідний сигнал операційного підсилювача u_y дорівнюватиме

$$u_y = u_x \left(1 + \frac{\Delta r_0}{R} \right) = u_x + \Delta u_x = u_x + u_x \frac{\Delta r_0}{R}. \quad (5.6)$$

Отже, якщо транзистор $VT1$ відкритий, то аналоговий ключ передає вхідний сигнал u_x на вихід u_y з похибкою

$$\Delta u_x = u_x \frac{\Delta r_0}{R}.$$

Похибка передачі сигналу відкритим ключем залежить від різниці опорів $\Delta r_0 = r_{01} - r_{02}$ відкритих транзисторів $VT1, VT2$ і від опорів $R1, R2$, які вибирають однаковими $R1=R2=R$.

Щоб підвищити точність передачі сигналу і зменшити його спотворення, необхідно підвищувати ступінь ідентичності транзисторів $VT1, VT2$ за параметром r_0 . Транзистори $VT1, VT2$ матимуть високу ступінь ідентичності, якщо їх виготовити за інтегральною технологією у єдиному технологічному циклі на одному кристалі. Похибка передачі сигналу ключем у відкритому стані зменшується також зі збільшенням опорів резисторів $R1, R2$.

Якщо за допомогою керівного сигналу транзистор $VT1$ закрити, то вихідний сигнал операційного підсилювача приблизно дорівнює нулю: $\Delta u_y = 0$.

Аналоговий ключ розімкнений і не передає сигнал з входу на вихід ключа.

Ще вища точність передачі сигналу досягнута в аналоговому ключі на операційному підсилювачі, схема якого наведена на рис. 5.22. Два польові транзистори $VT1, VT2$ з різними типами провідності каналів увімкнені у контур зворотного зв'язку операційного підсилювача: один з них, $VT1$ увімкнений безпосередньо з входу на вихід, а другий, $VT2$ — послідовно з резистором $R2$. Затвори обох транзисторів з'єднані і на них подається керівний сигнал.

Якщо на затвори транзисторів подати керівний сигнал позитивної полярності, то транзистор $VT1$ закриється і не впливатиме на роботу пристрою, а тран-

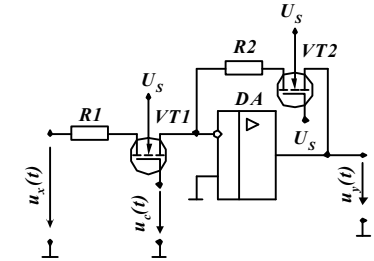


Рис. 5.21

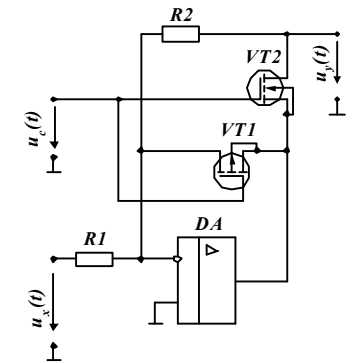


Рис. 5.22

зистор $VT2$ відкривається. Еквівалентна схема заміщення, у якій закритий транзистор $VT1$ представлений провідністю g_0 , а відкритий транзистор $VT2$ — опором r_0 , наведена на рис. 5.23. Напруга u_z на виході операційного підсилювача пов'язана із вхідною напругою u_x співвідношенням

$$u_z = -u_x \frac{R_2 + r_{02}}{R_1} . \quad (5.7)$$

Вихідна напруга ключа u_y визначається через напругу u_z

$$u_y = u_z - i_y r_{02} = u_z - u_z \frac{r_{02}}{R_2 + r_{02}} = u_z \frac{R_2}{R_2 + r_{02}} \quad (5.8)$$

Підставимо вираз (5.7) для u_z у (5.8)

$$u_y = u_z \frac{R_2}{R_2 + r_{02}} = -u_x \frac{R_2 + r_{02}}{R_1} \frac{R_2}{R_2 + r_{02}} = -u_x \frac{R_2}{R_1} . \quad (5.9)$$

Отже, у режимі передачі сигналу з входу на вихід ключа, вихідна напруга u_y цього ключа не залежить від опору r_{02} відкритого транзистора $VT2$, а визначається тільки відношенням опорів резисторів $R1$, $R2$.

Щоб закрити аналоговий ключ, на затвори транзисторів слід подати керівний сигнал негативної полярності. Тоді транзистор $VT1$ відкривається і його опір стане рівний r_{01} , а транзистор $VT2$ закриється і його провідність матиме значення g_{02} . Еквівалентна схема заміщення ключа у розімкнутому стані наведена на рис. 5.24. Напруга на виході операційного підсилювача дорівнюватиме

$$u_z^0 = -u_x \frac{r_{01}(1/g_{02} + R_2)}{r_{01} + 1/g_{02} + R_2} = -u_x \frac{r_{01}(1 + g_{02}R_2)}{1 + g_{02}R_2 + r_{01}g_{02}} . \quad (5.10)$$

Оскільки $g_{02}R_2 \ll 1$; $r_{01}g_{02} \ll 1$, то

$$u_z^0 \cong -u_x r_{01} . \quad (5.11)$$

Напруга на виході аналогового ключа

$$u_y^0 = u_z^0 - u_z^0 \frac{1/g_{02}}{1/g_{02} + R_2} = u_z^0 \cdot \frac{g_{02}R_2}{1 + g_{02}R_2} \cong u_z^0 \cdot g_{02}R_2 . \quad (5.12)$$

Підставивши (5.11) у (5.12), отримаємо

$$u_y^0 = -u_x r_{01} g_{02} R_2 \cong 0 . \quad (5.13)$$

Отже, у цьому режимі вихідний сигнал майже не відрізняється від нуля і ключ перебуває у розімкнутому стані.

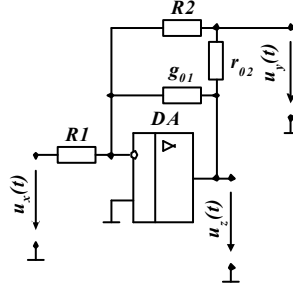


Рис. 5.23

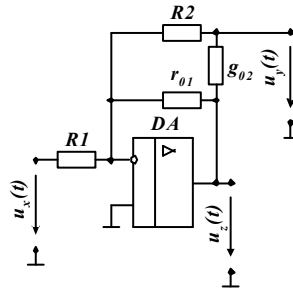


Рис. 5.24

Гальванічне розділення (розв'язка) керівного та інформаційного сигналів ключа

Аналоговий сигнал, що передається з входу на вихід ключа, зазнає впливу сигналу керування ключем, особливо у моменти його зміни. Внаслідок цього сигнал спотворюється. Щоб зменшити ці спотворення застосовують різні види гальванічного розділення інформаційного і керівного сигналу.

На початковому етапі розвитку імпульсної техніки для гальванічного розділення сигналів застосовувалися трансформатори. Такі трансформатори застосовуються і дотепер, особливо для комутації потужних сигналів. На рис. 5.25 показано застосування розділового трансформатора для розділення керівного сигналу від інформаційного у інтегральному переривачі.

На сучасному етапі розвитку габарити, маса і рівень споживання енергії трансформатором у багато разів перевищує такі ж показники електронних ключів. Крім того, сучасна інтегральна технологія виготовлення електронних пристроїв не узгоджується з технологією виготовлення трансформаторів.

У сучасних електронних пристроях для гальванічного розділення сигналів застосовують оптоелектронні прилади — оптрони. **Оптрон** — це оптоелектронний пристрій, який складається з фотогенератора і фотоприймача, з'єднаних оптичним каналом (рис. 5.26). У фотогенераторі електричні сигнали перетворюються на світлові, які через оптичний канал передаються на фотоприймач. У фотоприймачі світловий сигнал знову перетворюється на електричний. Отже, між фотогенератором і фотоприймачем відсутній електричний, або як його ще називають гальванічний зв'язок. Ці пристрої з'єднані тільки оптичним каналом, тому наводки і завади з контуру керування не передаються у контур інформаційного сигналу.

Як фотогенератори у сучасних оптронах застосовують, здебільшого, світлодіоди, у яких під дією струму, що протікає через p - n -перехід, відбувається випромінювання світла.

Як фотоприймачі у сучасних оптронах застосовуються фотодіоди, фототранзистори, фототиристри, у яких під дією світлового випромінювання змінюється рівень напруги на p - n -переходах. Фотогенератор, фотоприймач і весь оптрон у цілому виготовляються за сучасними інтегральними технологіями у єдиному

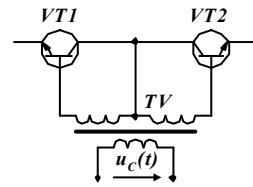
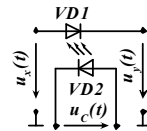
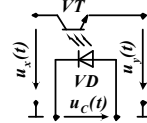


Рис. 5.25



а)



б)

Рис. 5.26

технологічному циклі разом з іншими електронними пристроями на одному кристалі.

5.3 Логічні (булеві) змінні і операції над ними

Логічною, або **булевою** величиною називається величина, яка може мати тільки два значення. Такі величини, названі булевими на честь англійського вченого Д. Буля, який уперше запропонував і дослідив ці величини. Два альтернативні значення логічної величини можна позначати різними способами: двійковими цифрами 0,1; словами "істинно", "хибно", словами "так", "ні" тощо. У подальшому викладі використовуватимемо для логічних змінних двійкові цифри **0** і **1**.

Логічні змінні і їх широке застосування в обчислювальній техніці пояснюється простотою і зручністю їх, реалізації за допомогою технічних пристроїв, що знаходяться у двох станах, наприклад, перемикач у станах "замкнено" і "розімкнено", транзистор у станах "відкритий" і "закритий", магнітопровід у станах "намагнічено" і "розмагнічено" тощо.

Над логічними величинами можна здійснювати різні математичні **операції**. Сукупність операцій над логічними величинами, властивостей цих операцій і правил виконання операцій називається **булевою алгеброю**. Результатом логічної операції є також логічна величина, тобто результат логічної операції може мати тільки два значення. Логічні змінні, з'єднані знаками логічних операцій утворюють **логічні вирази**. Значення логічного виразу присвоюється логічній змінній, яка залежить від змінних, що входять до складу логічного виразу і називається **логічною функцією**. Логічні функції є одним із видів **математичних функцій**.

Логічна функція, як і будь-яка математична функція, може виражатися аналітично, за допомогою формули. Крім аналітичного способу, логічні функції зручно подавати у табличній формі. Таблиці, що визначають логічні функції, називаються **таблицями істинності**. У таблицях істинності відображаються значення логічної функції при всіх можливих значеннях аргументів.

Елементарні логічні функції (операції)

Логічні функції можна представити через **елементарні логічні функції**. Розглянемо найпоширеніші елементарні операції над двома логічними величинами.

Операція логічного додавання (диз'юнкція). Операція логічного додавання позначається знаком + або V. Логічна функція, що відповідає операції логічного додавання, називається функцією АБО. Запишемо логічну операцію додавання для всіх можливих значеннях аргументів:

$$0 \vee 0 = 0 \quad 0 \vee 1 = 1 \quad 1 \vee 0 = 1 \quad 1 \vee 1 = 1 \quad (5.14)$$

Результат операції логічного додавання має значення 0 тільки у тому разі, якщо обидва аргументи мають значення 0, а значення 1 — якщо хоча б один

з аргументів мав значення 1. Співвідношення 5.14 зручно подати у формі таблиці

Таблиця 5.1

x_1	x_2	$f(x_1, x_2) = x_1 \vee x_2$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Операція логічного множення (кон'юнкція). Операція логічного множення позначається знаком математичного множення, тобто крапкою, яку можна не писати, або символом &. Логічна функція, що відповідає операції логічного множення, називається функцією І. Запишемо логічну операцію множення для всіх можливих значеннях аргументів:

$$0 \cdot 0 = 0 \quad 0 \cdot 1 = 0 \quad 1 \cdot 0 = 0 \quad 1 \cdot 1 = 1 \quad (5.15)$$

Результат операції логічного множення має значення 1 тільки у тому разі, якщо обидва аргументи мають значення 1, а значення 0 — якщо хоча б один з аргументів мав значення 0. Співвідношення 5.15 зручно подати у формі таблиці

Таблиця 5.2

x_1	x_2	$f(x_1, x_2) = x_1 \cdot x_2 = x_1 \& x_2$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Операція логічного заперечення (інверсія). Операція логічного заперечення позначається рискою над ім'ям змінної $\bar{x}$. Запишемо операцію логічного заперечення для всіх можливих значень аргументу

$$\bar{0} = 1 \quad \bar{1} = 0 \quad (5.16)$$

Запишемо співвідношення 5.16 у вигляді таблиці

Таблиця 5.3

x	$y = \bar{x}$
0	1
1	0

Властивості логічних операцій

Операції логічного додавання (диз'юнкції) і множення (кон'юнкції) мають певні властивості, які визначаються тотожностями. Довести ці тотожності

можна, наприклад, за допомогою таблиць істинності. Розглянемо найважливіші властивості логічних операцій.

$$x \vee 0 = x \quad x \cdot 0 = 0, \quad (5.17)$$

$$x \vee 1 = 1 \quad x \cdot 1 = x, \quad (5.18)$$

$$\begin{aligned} x_1 \vee x_2 &= x_2 \vee x_1 \\ x_1 \cdot x_2 &= x_2 \cdot x_1 \end{aligned}, \quad \text{комутативність} \quad (5.19)$$

$$\begin{aligned} (x_1 \vee x_2) \vee x_3 &= x_1 \vee (x_2 \vee x_3) \\ (x_1 \cdot x_2) \cdot x_3 &= x_1 \cdot (x_2 \cdot x_3) \end{aligned}, \quad \text{асоціативність} \quad (5.20)$$

$$\begin{aligned} x_1 \cdot (x_2 \vee x_3) &= x_1 \cdot x_2 \vee x_1 \cdot x_3 \\ x_1 \vee x_2 \cdot x_3 &= (x_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee x_3) \end{aligned}, \quad \text{дистрибутивність} \quad (5.21)$$

$$x \vee x = x \quad x \cdot x = x, \quad \text{ідемпотентність} \quad (5.22)$$

$$\overline{\overline{x}} = x, \quad (5.23)$$

$$x_1 \vee x_1 \cdot x_2 = x_1 \quad (x_1 \vee x_2) \cdot x_1 = x_1, \quad \text{поглинання} \quad (5.24)$$

$$x_1 x_2 \vee x_1 \overline{x_2} = x_1 \quad (x_1 \vee x_2) \cdot (x_1 \vee \overline{x_2}) = x_1, \quad \text{склеювання} \quad (5.25)$$

$$\overline{x_1 \vee x_2} = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \quad \overline{x_1 \cdot x_2} = \overline{x_1} \vee \overline{x_2}, \quad \text{правило де Моргана} \quad (5.26)$$

$$\overline{x_1 \vee x_2} = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \quad \overline{x_1 \cdot x_2} = \overline{x_1} \vee \overline{x_2}, \quad \text{правило де Моргана} \quad (5.27)$$

$$x_1 \vee \overline{x_1} = 1 \quad x_1 \cdot \overline{x_1} = 0, \quad (5.28)$$

$$\overline{0} = 1 \quad \overline{1} = 0, \quad (5.16)$$

$$x_1 \cdot \overline{(x_1 \vee x_2)} = x_1 \cdot \overline{x_2} \quad x_1 \vee \overline{x_1 \cdot x_2} = x_1 \vee \overline{x_2}. \quad (5.29)$$

За допомогою співвідношень 5.17...5.29 можна виконувати тотожні перетворення логічних виразів і функцій для їх спрощення.

Виконуючи тотожні перетворення, слід притримуватися **послідовності** у виконанні операцій: у першу чергу виконуються операція заперечення, у другу — кон'юнкції, у третю — диз'юнкції. Якщо потрібно змінити послідовність виконання операцій, то застосовують дужки.

Функціонально повні системи елементарних функцій

Сукупність елементарних логічних функцій, якими можна представити, або через які можна виразити логічну функцію довільного ступеня складності складають **функціонально повну систему елементарних функцій**. Операції логічного додавання, множення й заперечення складають функціонально повну систему логічних функцій. Це означає, що будь-яку логічну функцію довільної складності можна виразити через ці три логічні функції. Крім розглянутих логічних функцій диз'юнкції і кон'юнкції й заперечення існують інші функціонально повні системи елементарних функцій.

Функція Шефера (штрих Шефера). Функцію Шефера двох аргументів, яку позначають $y = x_1 | x_2$, можна задати таблицею істинності

Таблиця 5.4

x_1	x_2	$y = x_1 x_2$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Як випливає з таблиці істинності, функція Шефера має значення 0 тільки тоді, якщо обидва аргументи мають значення 1, у решті ж випадків вона має значення 1, тому цю функцію називають **запереченням кон'юнкції**, тому що

$$y = x_1 | x_2 = \overline{x_1 \cdot x_2}. \quad (5.30)$$

Функція Шефера складає функціонально повну систему елементарних логічних функцій, тобто можна будь-яку логічну функцію виразити через функцію Шефера. Для того щоб довести це, достатньо виразити через функцію Шефера елементарні функції заперечення, кон'юнкції й диз'юнкції, що складають функціонально повну систему логічних функцій. Функція заперечення виражається через функцію Шефера так:

$$x_1 | x_1 = \overline{x_1 \cdot x_1} = \overline{x_1} \vee \overline{x_1} = \overline{x_1}. \quad (5.31)$$

У перетвореннях 5.17 ... 5.29 використовувалися правило де Моргана й властивість ідемпотентності.

Функція кон'юнкції виражається через функцію Шефера, використовуючи властивості 5.23, 5.25, 5.26.

$$\begin{aligned} (x_1 | x_2) | (x_1 | x_2) &= \overline{(x_1 \cdot x_2)} \cdot \overline{(x_1 \cdot x_2)} = \\ &= \overline{(x_1 \cdot x_2)} \vee \overline{(x_1 \cdot x_2)} = (x_1 \cdot x_2) \vee (x_1 \cdot x_2) = x_1 \cdot x_2 \end{aligned} \quad (5.32)$$

Функція диз'юнкції виражається через функцію Шефера, використовуючи властивості 5.30, 5.23, 5.24

$$\begin{aligned} (x_1 | x_1) | (x_2 | x_2) &= \overline{(x_1 \cdot x_1)} \cdot \overline{(x_2 \cdot x_2)} = \\ &= \overline{(x_1 \cdot x_1)} \vee \overline{(x_2 \cdot x_2)} = \overline{x_1} \vee \overline{x_2} = x_1 \vee x_2 \end{aligned} \quad (5.33)$$

Функція Пірса (стрілка Пірса). Функція Пірса двох змінних, яка позначається $y = x_1 \downarrow x_2$, задається таблицею істинності:

Таблиця 5.5

x_1	x_2	$f(x_1, x_2) = x_1 \downarrow x_2$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Зіставляючи таблицю 5.5 і 5.1, бачимо, що стрілка Пірса є запереченням диз'юнкції, тобто

$$x_1 \downarrow x_2 = \overline{x_1 \vee x_2}. \quad (5.34)$$

Стрілка Пірса, як і функція Шефера складає функціонально повну систему елементарних логічних функцій, тобто можна будь-яку логічну функцію виразити через стрілку Пірса.

Спрощення логічних виразів

Логічний вираз або функцію можна представити у різних формах, використовуючи функціонально повну систему елементарних логічних функцій. У цифрових пристроях обробки інформації, зокрема у комп'ютері, логічні функції реалізуються за допомогою логічних елементів, тому для зменшення апаратних затрат дуже важливо максимально спростити логічну функцію і знайти її форму з мінімальною кількістю операцій.

Довільний логічний вираз можна звести до канонічної форми — **суми добутоків** змінних, причому у кожен добуток входить або сама змінна, або її заперечення. Така канонічна форма логічного виразу носить назву **диз'юнктивна нормальна форма (ДНФ)**. Наведемо кілька прикладів диз'юнктивних нормальних форм логічних виразів:

$$y_1(x_1, x_2) = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \vee x_1 \cdot \overline{x_2} \quad (5.35)$$

Таблиця 5.6

x_1	x_2	$y_1(x_1, x_2)$
-------	-------	-----------------

0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

$$y_2(x_1, x_2, x_3) = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \cdot \overline{x_3} \vee \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \cdot x_3 \vee x_1 \cdot \overline{x_2} \cdot x_3 \vee x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \quad (5.36)$$

Таблиця 5.7

x_1	x_2	x_3	$y_2(x_1, x_2, x_3)$
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	1

Другою канонічною формою, до якої можна звести будь-який логічний вираз, є **добуток сум** логічних змінних, причому у кожену суму входить або сама змінна, або її заперечення. Така канонічна форма логічного виразу носить назву **кон'юнктивна нормальна форма (КНФ)**. Наведені вище логічні функції $y_1(x_1, x_2)$, $y_2(x_1, x_2, x_3)$ можна представити у кон'юнктивній нормальній формі

$$y_1(x_1, x_2) = (x_1 \vee x_2) \cdot (\overline{x_1} \vee \overline{x_2}) \quad (5.37)$$

$$y_2(x_1, x_2, x_3) = (\overline{x_1} \vee \overline{x_2} \vee \overline{x_3}) \cdot (\overline{x_1} \vee \overline{x_2} \vee x_3) \cdot (\overline{x_1} \vee x_2 \vee \overline{x_3}) \cdot (\overline{x_1} \vee x_2 \vee x_3) \quad (5.38)$$

Можна показати, що для будь-якого логічного виразу існує тільки одна диз'юнктивна нормальна форма і тільки одна кон'юнктивна нормальна форма.

Спрощувати логічні вирази можна за допомогою послідовних тотожних логічних перетворень 5.17 ... 5.29. Наприклад, застосувавши до першого і другого, а також до третього й четвертого доданків функції $y_2(x_1, x_2, x_3)$ (5.36) операцію склеювання (5.24), отримуємо спрощену форму виразу

$$y_2(x_1, x_2, x_3) = \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \vee x_1 \cdot x_3. \quad (5.39)$$

Крім тотожних перетворень, для спрощення логічних виразів, у яких кількість аргументів не перевищує шести, доцільно застосовувати так звані карти Карно. **Карти Карно** — це спеціальна таблиця істинності, рядки й стов-

пці якої відповідають всім можливим комбінаціям значень не більше чим двох змінних, причому ці комбінації змінних розміщені у такій послідовності, що дві сусідні комбінації, відповідно і дві сусідні клітинки таблиці відрізняються значенням тільки однієї змінної. Клітинки, розміщені на краю таблиці, також вважаються сусідніми. У ті клітинки карти Карно, які відповідають доданкам диз'юнктивної нормальної форми, записуються одиниці, у решті ж клітинок — записуються нулі. Сусідні клітинки з одиницями об'єднують у блоки по 2, 4, 8, ... одиниць. Кожному блоку одиниць на карті Карно відповідає один доданок у диз'юнктивній формі функції, причому у блоках з двох одиниць кількість множників у доданку на одиницю менша кількості змінних, у блоках із чотирьох одиниць — на дві одиниці менша і т. д. Запишемо для прикладу карту Карно для функції $y_2(x_1, x_2, x_3)$ (5.36)

Таблиця 5.8

	$\overline{x_2 x_3}$	$x_2 x_3$	$\overline{x_2 x_3}$	$\overline{x_2 x_3}$
x_1		1	1	
$\overline{x_1}$			1	1

Об'єднавши одиниці на карті Карно у два блоки, отримуємо спрощений вираз для функції $y_2(x_1, x_2, x_3)$

$$y_2(x_1, x_2, x_3) = x_1 \cdot x_3 \vee \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \quad (5.40)$$

Порівнюючи вирази (5.39) і (5.40), отримані у результаті спрощення різними методами, бачимо, що вони однакові.

5.4 Застосування ключових елементів для реалізації логічних функцій (цифрові ключі)

Логічні функції, як і їх аргументи, можуть мати тільки одне з двох можливих значень, тому їх можна реалізувати за допомогою технічних пристроїв, що мають два стійких стани. Одними з таких технічних пристроїв є ключові елементи, або просто ключі, які мають два стійких стани: замкнений і розімкнений. Ключові елементи, що реалізують логічні функції, називають ще *цифровими ключами*.

Цифрові ключі будуються на таких самих активних елементах, що і аналогові ключі (біполярні і польові транзистори, діоди), але мають специфічні параметри і характеристики і свої критерії якості.

Цифрові ключі мають такі особливості:

- цифрові ключі виготовляються за інтегральними технологіями у складі мікросхем великого і надвеликого ступеня інтеграції;
- у складі інтегральних мікросхем цифрові ключі каскадно з'єднуються один з одним і утворюють досить довгі ланцюжки однакових елементів. Джерелом сигналу, а також навантаженням для кожного ключа цього ланцюжка є аналогічний ключ;
- на відміну від аналогового ключа, у якому параметри елементів необхідно було вибирати виходячи з суперечливих вимог щодо швидкодії і точності, у цифровому ключі параметри елементів слід вибирати виходячи із суперечливих вимог між швидкістю ключа, розмірами і споживаною потужністю;
- опір цифрового ключа у замкненому і розімкненому стані майже не впливає на якісні характеристики ключа і тому не має такого великого значення, як для аналогових ключів;
- проблема спотворення інформативного сигналу сигналом керування, яка є дуже важливою для аналогових ключів, для цифрових ключів не актуальна.

Цифрові ключі мають статичні і динамічні характеристики.

Статичні характеристики описують властивості цифрового ключа у статичному режимі, коли тривалість перехідних процесів, обумовлених інертністю ключа, набагато менша тривалості вхідних сигналів. До статичних характеристик належать такі характеристики: вхідна характеристика $I_x = f(U_x)$, тобто залежність вхідного струму від вхідної напруги; перехідна характеристика $U_y = f(U_x)$, тобто залежність вихідної напруги від вхідної; вихідна характеристика $U_y = f(I_x)$, тобто залежність вихідної напруги ключа від струму навантаження.

Динамічні характеристики визначають швидкодію ключа і залежать від інертності активних елементів (транзисторів) і від наявності паразитних реактивностей у схемі ключа.

Найважливішими динамічними характеристиками цифрових ключів є:

- тривалість наростання фронту імпульсу $t^{0,1}$ від рівня $0,1U_m$ до рівня $0,9U_m$;
- тривалість спаду імпульсу $t^{1,0}$ від рівня $0,9U_m$ до рівня $0,1U_m$.

Цифрові ключі на біполярних транзисторах

Застосування біполярного транзистора як ключового елемента обумовлено тим, що біполярний транзистор має два протилежних режими роботи: режим насичення і режим відсікання.

Цифровий ключ з резистивним навантаженням. На рис. 5.27 наведена схема найпростішого цифрового ключа на біполярному транзисторі.

Вхідна характеристика ключа (рис. 5.28) має дві ділянки. Якщо вхідна напруга U_x не перевищує бар'єрної напруги U_{BE} на емітерному переході, то у колі бази протікає зворотний тепловий струм $p-n$ переходу і транзистор перебуває у режимі відсікання. Друга ділянка вхідної характеристики починається тоді, коли вхідна напруга перевищить потенціальний бар'єр і транзистор перейде із режиму відсікання у активний режим. Вхідний струм на цій ділянці залежить від значення базового резистора

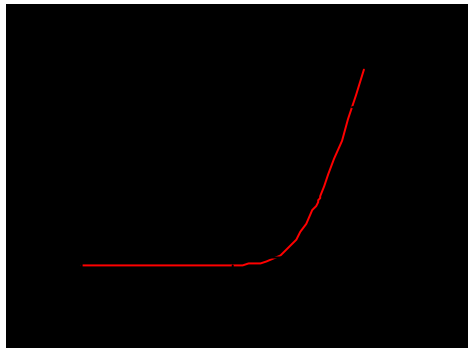
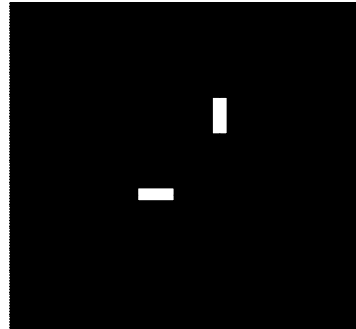
$$I_x = (U_x - U_{BE}) / R_1 \quad (5.41)$$

Якщо значення вхідної напруги перевищить напругу насичення U_{xs} , транзистор переходить у стан насичення і його колекторний струм досягне насичення I_{KS} і майже не змінюватиметься зі зміною вхідної напруги. Струм насичення бази I_{BS} залежатиме від коефіцієнта підсилення струму транзистора $\beta = h_{21E}$ і визначатиметься залежністю

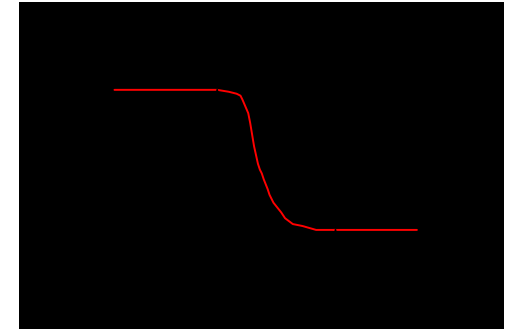
$$I_{BS} = I_{KS} / \beta = (U_{xs} - U_{BE}) / R_1 \quad (5.42)$$

Вхідний сигнал сприймається як логічний 0, якщо його рівень не перевищує потенціального бар'єра емітерного переходу транзистора і як сигнал логічної 1, якщо рівень вхідного сигналу перевищить рівень насичення U_{xs} .

Перехідна характеристика ключа, наведена на рис. 5.29, має три ділянки. На першій ділянці перехідної характеристики ключа вхідний сигнал не перевищує потенціаль-



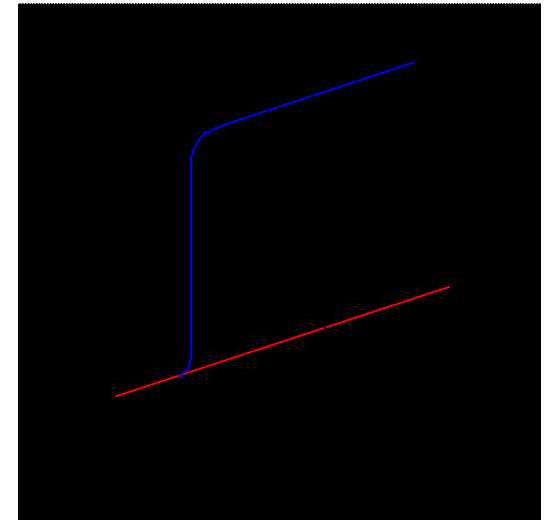
ного бар'єру емітерного переходу U_{BE} , який для кремнієвих біполярних транзисторів становить $0,6 \dots 0,8$ В, і транзистор перебуває у режимі відсікання. Напруга на виході ключа майже рівна напрузі живлення, тобто рівень вихідного сигналу ключа відповідає рівню логічної 1. Якщо вхідна напруга перевищить потенціальний бар'єр емітерного



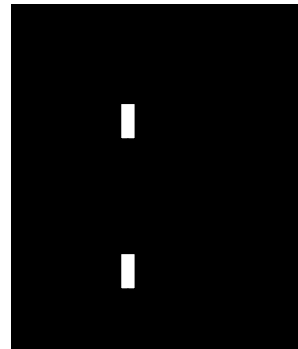
переходу транзистора, то транзистор перейде у активний режим, збільшиться колекторний струм транзистора і напруга на виході ключа зменшуватиметься. Збільшення колекторного струму триватиме доти, поки транзистор не увійде у стан насичення. У стані насичення колекторний струм не збільшується зі збільшенням вхідної напруги, а залишається майже на незмінному рівні. Перебування транзистора у стані насичення відповідає третій ділянці перехідної характеристики ключа.

Вихідна характеристика (рис. 5.30) має різний вигляд залежно від вхідного сигналу. Якщо вхідний сигнал має значення логічного 0, то транзистор перебуватиме у режимі відсікання, вихідний сигнал має рівень логічної 1 і залежність вихідного струму ключа від вихідної напруги має вигляд прямої лінії (графік 1).

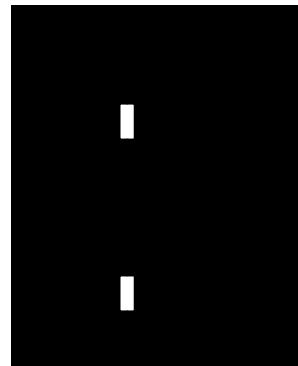
Якщо ж вхідний сигнал має рівень логічної 1, то транзистор перебуває у режимі насичення і вихідна напруга (графік 2) дорівнює залишковій напрузі на замкненому ключі U_{KES} . Якщо вхідна напруга зростає в інтервалі від нуля до U_{KES} , то вихідний струм лінійно залежить від напруги аналогічно попередньому випадку. При перевищенні вихідної напруги рівня U_{KES} , вхідний струм різко зменшується, а потім змінює знак на протилежний і збільшується зі збільшенням вихідної напруги. Колекторний струм транзистора у даному разі є сумою вихідного струму і струму через колекторний резистор R_2 .



Цифровий ключ з динамічним навантаженням. Цифровий ключ з резистивним навантаженням (див. рис. 5.27) має такі недоліки: низький рівень порогової напруги; лінійна залежність вихідної напруги від вихідного струму, внаслідок чого зі збільшенням навантаження ключа рівень вихідної напруги зменшується. Для поліпшення якісних характеристик ключа застосовують нелінійне навантаження ключа, тобто навантаження, опір якого залежить від рівня вхідного сигналу. Роль такого нелінійного навантаження відіграє біполярний транзистор $VT2$, який увімкнено у колекторне коло керівного транзистора $VT3$ (рис. 5.31). Транзистори $VT2$ і $VT3$ мають перебувати у протилежних станах: якщо керівний транзистор $VT3$ перебуває у стані насичення, то нелінійне навантаження — транзистор $VT2$ має перебувати у стані відсікання і становити великий опір. Якщо ж транзистор $VT3$ перебуває у режимі відсікання, то транзистор $VT2$ має перебувати у стані насичення і становити малий опір. Для керування транзисторами $VT2$ і $VT3$ призначений парафазний підсилювач на транзисторі $VT1$.



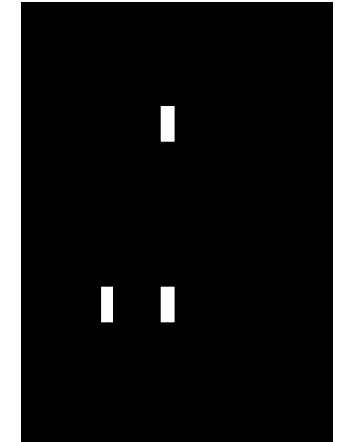
Якщо вхідна напруга не перевищує потенціального бар'єру емітерного переходу транзистора $VT1$, то транзистори $VT1$, $VT3$ закриті, а транзистор $VT2$ — відкритий. При перевищенні вхідної напруги потенціального бар'єру емітерного переходу, транзистор $VT1$ переходить в активний режим, але напруга на резисторі $R2$ ще недостатня для того, щоб відкрити транзистор $VT3$. Транзистор $VT3$ відкриється тоді, коли вхідна напруга перевищить потенціальний бар'єр на двох $p-n$ переходах ($U_x \geq 2U_{BE}$): емітерних переходах транзисторів $VT1$ і $VT3$. Отже, порогова напруга ключа з динамічним навантаженням удвічі більша за порогову напругу ключа з резистивним навантаженням. Подальше збільшення вхідної напруги переводить транзистор $VT1$ у режим насичення. У цьому режимі керівний транзистор $VT3$ перебуває у насиченому стані і вихідна напруга ключа дорівнює напрузі колектор-емітер насиченого транзистора U_{KES} , тобто має рівень логічного 0. Транзистор навантаження $VT2$ у цьому режимі має бути закритий, а для цього необхідно, щоб напруга між базою і емітером ($U_{B2}-U_{E2}$) транзистора $VT2$ не перевищувала потенціального бар'єра на $p-n$ переході, тобто $(U_{B2}-U_{E2}) \leq U_{BES}$. У даному разі $U_{B2} = U_{BES2} + U_{KES1}$, $U_{E2} = U_{KES3}$, наведена вище нерівність не вико-



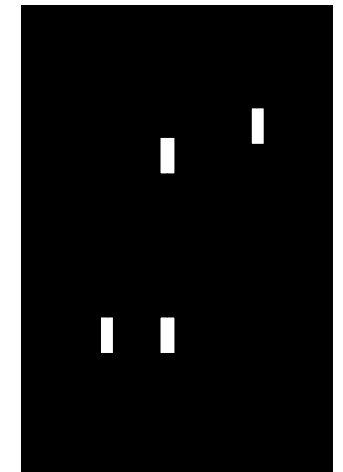
нується і транзистор $VT2$ може у цьому режимі не закритися. Для надійного запирання транзистора $VT2$ його пороговий рівень зсувають за допомогою діода VD , зміщеного у прямому напрямі (рис. 5.32).

Недоліком ключа, наведеного на рис. 5.31, є наявність активного режиму у транзистора $VT1$ у діапазоні вхідних напруг $U_{BES} \leq U_x \leq 2 \cdot U_{BES}$, що може призвести до хибного спрацювання ключа.

Для уникнення цього режиму у емітерне коло транзистора $VT1$ вмикають коригувальний транзистор $VT4$ (рис. 5.33). Тепер транзистор $VT1$ перейде в активний режим лише у тому разі, якщо виконуватимуться дві вимоги: вхідна напруга має перевищувати потенціальний бар'єр на емітерному переході і коригувальний транзистор $VT4$ має бути відкритим. Ці дві вимоги виконуються, якщо вхідна напруга перевищить подвійний потенціальний бар'єр $p-n$ переходу $U_x \geq 2 \cdot U_{BES}$.



У ключа з динамічним навантаженням може виникнути режим у якому обидва транзистори $VT2$ і $VT3$ будуть відкриті і через них протікатиме наскрізний струм. Це еквівалентно режиму короткого замикання джерела живлення, що може призвести до виходу з ладу транзисторів ключа. Для уникнення цього аварійного режиму у колекторне коло навантажувального транзистора $VT2$ вмикають обмежувальний резистор $R4$ (рис. 5.34). У той же час увімкнення резистора $R4$ призводить до виникнення активного режиму транзистора $VT2$, а, отже, до лінійної залежності рівня вихідного сигналу від струму навантаження. Опір резистора $R4$ вибирають з умови забезпечення компромісу між цими суперечливими умовами.



Перемикачі струму. Основним обмеженням у підвищенні швидкодії ключа є наявність у транзисторів ключа режиму насичення і пов'язану з цим тривалість процесу накопичення і розсмоктування заряду. Ключ струму, у якому біполярні транзистори працюють в активному режимі, побудований на основі диференціального підсилювача (рис. 5.35). на базу одного транзистора подається вхідний сигнал, а на базу другого опорна напруга U_r . Спільний емітерний струм транзисторів I_0 , що протікає через резистор $R3$, залишається незмінним. Він тільки перерозподіляється між

двома транзисторами. Транзистори $VT1$, $VT2$ виготовляються за інтегральною технологією на одному кристалі, тому параметри цих транзисторів мають високу ступінь ідентичності, зокрема $U_{BE1} = U_{BE2} = U_{BE}$. Рівень логічної 1 вибирається рівним $U^1 = -U_{BE}$, а рівень логічного 0 —

$U^0 = -2 \cdot U_{BE}$. Різниця рівнів дорівнює $\Delta U = U^1 - U^0 = U_{BE}$. Опорний рівень U_r вибирається посередині між рівнями U^1 і U^0 , тобто $U_r = U_{CC} - 1.5U_{BE}$.

Якщо вхідна напруга дорівнює опорній $U_x = U_r$, то обидва транзистори відкриті і емітерний струм розподіляється порівну між транзисторами. Напруги на колекторах транзисторів, зважаючи на високу ступінь ідентичності транзисторів, також рівні.

Зі збільшенням вхідної напруги, транзистор $VT1$ відкривається, струм через нього зростає, а транзистор $VT2$ — закривається і струм через нього зменшується. Сумарний емітерний струм ключа залишається незмінним. Із досягненням вхідної напруги рівня логічної 1, транзистор $VT1$ відкритий повністю і знаходиться на межі насичення, а транзистор $VT2$ заходить у режим відсікання. Напруга на колекторі транзистора $VT2$ майже дорівнює нулю, а напруга на колекторі $VT1$ — $(-I_0 \cdot R_1 = -U_{BE})$.

Якщо ж вхідна напруга, що мала рівень опорної напруги ($U_x = U_r$), зменшуватиметься, то транзистор $VT1$ закриватиметься, а транзистор $VT2$ відкриватиметься. Із досягненням вхідної напруги рівня логічного 0, транзистор $VT1$ перейде у режим відсікання, а транзистор $VT2$ повністю відкриється і знаходитиметься на межі насичення. Напруга на колекторі транзистора $VT1$ майже дорівнює нулю, а напруга на колекторі $VT2$ — $(-I_0 \cdot R_1 = -U_{BE})$.

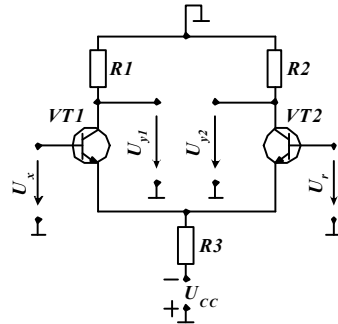


Рис. 5.35

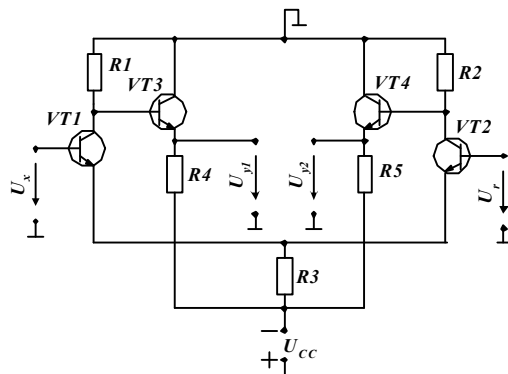


Рис. 5.36

Як видно з попереднього аналізу рівні вихідних напруг не відповідають рівням логічного 0 і 1, тому їх зміщують вниз на значення U_{BE} за допомогою емітерних повторювачів (рис. 5.36).

Перемикачі струму мають велику швидкодію, обумовлену такими причинами: відкриті транзистори перебувають в активному режимі і не заходять у режим насичення, внаслідок чого зменшуються затримки сигналу, спричинені процесами накопичення і розсмоктування заряду; незначною різницею між рівнями логічного 0 і 1, внаслідок чого зменшується тривалість перезарядження паразитних ємностей. Крім того, незначна різниця між рівнями логічного 0 і 1 дає змогу вибрати опори колекторних резисторів незначними, що призводить до зменшення сталих часу і, як наслідок до зменшення тривалості перехідних процесів; транзистори перемикача струму увімкнені за схемою спільної бази, тому стала часу транзистора значно менша, ніж у схемі із спільним емітером.

Слід зазначити, що незначна різниця між рівнями логічного 0 і 1, збільшуючи швидкодію ключа, зменшує його завадостійкість, тому потрібно вжити необхідних заходів для захисту від дії завад.

Цифрові ключі на польових транзисторах

Польові транзистори широко застосовуються для формування і обробки логічних сигналів завдяки таким своїм властивостям як: великий вхідний опір; малі розміри інтегрального польового транзистора і нескладна технологія виготовлення; мале споживання енергії.

На практиці застосовуються різні схеми цифрових ключів на польових транзисторах. Розглянемо найбільш поширені.

Цифровий ключ з резистивним навантаженням. Ключ складається з двох елементів: n -канального МДН транзистора з наведеним каналом і резистора (рис. 5.37).

У діапазоні вхідних напруг від нуля до порогової напруги U_T канал між витокom і стоком відсутній і вихідна напруга майже дорівнює напрузі живлення (рис. 5.38).

При перевищенні вхідної напруги порогового рівня U_T , транзистор переходить у режим на пологої області характеристики. Струм через транзистор зростає, а вихідна напруга зменшується.

Якщо вихідна напруга, зменшуючись, досягне межі насичення U_S , транзистор перейде з пологої ділянки характеристики на круту ділянку. На крутій ділянці характеристики залежність між вихідним струмом і напругою майже лінійна і транзистор можна представити майже лінійним опором. Рівень вихідної напруги на крутій ділянці характеристики залежить від співвідношення між

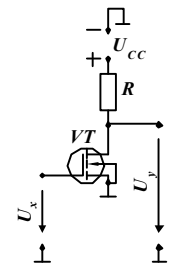


Рис. 5.37

опором резистора R і опором транзистора, отже опір резистора R слід вибирати, виходячи із заданого ступеня завадостійкості.

Динамічні характеристики цифрового ключа на МДН транзисторі, зокрема тривалість фронту $t^{0,1}$ і спаду $t^{1,0}$ імпульсу, залежать від ємностей транзистора, питомої крутизни транзистора і значення опору резистора R .

Цифрові ключі з транзисторним навантаженням. Як вже зазначалося цифрові ключі у переважній більшості є елементами інтегральних мікросхем і виготовляються за інтегральними технологіями. Резистор, який використовується як навантаження цифрового ключа, займає місця на інтегральній мікросхемі набагато більше ніж МДН транзистор, тому заміна резистора на МДН транзистор дає змогу значно поліпшити якісні характеристики цифрових ключів.

У цифровому ключі, схема якого наведена на рис. 5.39, на затвор навантажувального транзистора $VT2$ подається напруга живлення.

Якщо вхідна напруга U_x менша порогової U_{T1} напруги транзистора $VT1$ ($U_x < U_{T1}$), то у транзисторі $VT1$ відсутній провідний канал і він закритий. Навантажувальний транзистор знаходиться на межі відкриття. У разі перевищення вхідною напругою порогового рівня з'являється провідний канал і керівний транзистор переходить у пологі область характеристики. Навантажувальний транзистор знаходиться на межі крутої і пологої області. Вихідна напруга залежить від співвідношення питомої крутизни характеристик керівного і навантажувального транзистора, отже між вхідною і вихідною напругою існує лінійна залежність.

При подальшому збільшенні вхідної напруги керівний транзистор переходить у круту область характеристики, а навантажувальний транзистор залишається у пологій області. Низький рівень вихідного сигналу ключа залежить від співвідношення значень питомої крутизни транзисторів, а також від співвідношення геометричних розмірів каналів транзисторів.

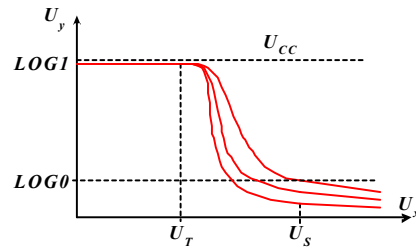


Рис. 5.38

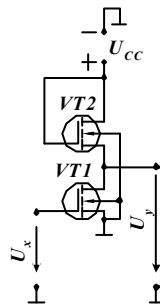


Рис. 5.39

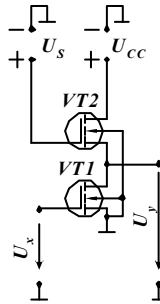


Рис. 5.40

Швидкодія ключа з транзисторним навантаженням менша швидкодії ключа з резистивним навантаженням через те що значення струму заряджання нелінійно зменшується із зростанням вихідної напруги.

Цифровий ключ з квазілінійним транзисторним навантаженням. Щоб зберегти швидкодію ключа з резистивним навантаженням і зменшити розміри інтегрального ключа, навантажувальний транзистор переводять у режим роботи у крутій області характеристики. Для цього, на його затвор подають додатний потенціал від додаткового джерела зміщення (рис. 5.40).

Збільшення швидкодії ключа дістається надто дорогою ціною — наявністю додаткової шини живлення. Для інтегральної технології це дуже велике ускладнення і тому такі ключі застосовуються дуже рідко.

Цифрові ключі з комплементарними МДН транзисторами.

МДН транзистори з різними типами провідностей каналів (n провідність і p провідність) називаються **комплементарними** (тобто такими, що взаємно доповнюють один одного) МДН транзисторами. У таких ключах немає навантажувального транзистора — обидва транзистори є керівними (рис. 5.41). Порогові напруги транзисторів відповідно дорівнюють U_{T1} , U_{T2} . Якщо вхідна напруга знаходиться у діапазоні $0 < U_x < U_{CC} - U_{T2}$, то транзистор $VT1$ закритий, а $VT2$ — відкритий. Оскільки опір закритого транзистора у багато разів більший опору відкритого транзистора, то вихідна напруга майже рівна напрузі живлення.

У діапазоні вхідних напруг $U_{CC} - U_{T2} < U_x < U_{T1}$ обидва транзистори закриті, наскрізний струм через обидва транзистори майже рівний нулю і вихідна напруга ключа визначається напругою на навантаженні.

Якщо вхідна напруга перевищить рівень U_{T1} , то транзистор $VT1$ відкриється, а транзистор $VT2$ продовжуватиме перебувати у закритому стані. Вихідна напруга майже не відрізняється від нуля.

Швидкодія цифрового ключа на комплементарних МДН транзисторах визначається значенням напруги живлення і такими параметрами інтегральних транзисторів як питома крутизна, пороговий рівень напруги, міжелектродні ємності. Параметри транзисторів поліпшуються із вдосконаленням інтегральної технології виготовлення мікросхем.

Ключі на комплементарних транзисторах у статичному режимі майже не споживають енергії, а у динамічному режимі енергія витрачається лише на перезаряджання ємностей, тому такі ключі застосовуються там, де вирішальним чинником є рівень споживання енергії.

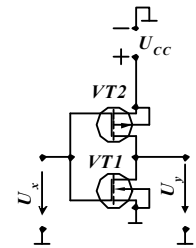


Рис. 5.41

5.5 Логічні елементи

Логічні елементи — це елементарні пристрої цифрової техніки, призначені для реалізації елементарних операцій над логічними змінними. Для реалізації операцій над логічними змінними, які можуть мати тільки два значення 0 і 1, застосовують технічні пристрої, що можуть знаходитися в одному з двох станів. Такими технічними пристроями є різного роду **ключові елементи**, які можуть знаходитися у одному з двох станів: **включено** й **виключено**.

Ключові елементи можуть мати різну фізичну природу: пневматичний ключовий елемент — це клапан на пневмопроводі, який може знаходитися у двох станах — закритому й відкритому, гідравлічний ключовий елемент — це клапан на трубопроводі з рідиною, який також може бути або відкритий, або закритий. Відомі пристрої, що виконують доволі складні логічні операції, побудовані на основі пневматичних ключових елементів.

Однак найбільше поширення мають логічні пристрої на основі електричних ключових елементів. Електричний ключ може бути механічної дії, коли електричне коло замикається чи розмикається вручну за допомогою електричного вимикача чи кнопки. Електричний ключ механічної дії застосовується для реалізації найпростіших логічних функцій на передніх панелях електричних пристроїв і вимірювальних приладів, задаючи різноманітні режими їх роботи.

Більш досконалим електричним ключем є електромагнітне реле. До винайдення і широкого застосування електронних ключових елементів електромагнітні реле були основним елементом для реалізації пристроїв обробки цифрової інформації.

На сучасному етапі розвитку цифрової техніки логічні елементи реалізуються на основі **цифрових ключових елементів**, або скорочено — **цифрових ключів**. Для побудови цифрових ключів застосовуються біполярні і уніполярні (польові) транзистори, виготовлені за інтегральною технологією на кристалі напівпровідникового матеріалу, здебільшого кремнію.

Види електронних логічних елементів.

Логічні змінні і функції можуть мати, як відомо, лише два значення — 0 і 1. У технічних пристроях інформацію про логічні змінні і функції несуть логічні сигнали (див. розділ 1). Значення логічного 0 логічного сигналу реалізується рівнем напруги від 0 В до 0,8 В, а значення логічної 1 — рівнем напруги 2,4...5 В.

Розглянемо логічні елементи, що реалізують елементарні логічні операції.

Логічний елемент НЕ (логічний інвертор).

Логічний елемент НЕ, або логічний інвертор реалізує елементарну логічну операцію (функцію) заперечення, таблиця істинності якої є таблиця 5.3. На рисунку 5.42



Рис. 5.42

наведено умовне графічне позначення логічного елемента НЕ відповідно до державного стандарту. Логічний елемент НЕ реалізується на основі цифрових ключів, побудованих на біполярних і уніполярних (польових) транзисторах (див. розділ 5.4). Наприклад, якщо на базу біполярного транзистора цифрового ключа, зображеного на рис. 5.27, подати напругу 2,4...5 В, що відповідає логічній 1, то транзистор стрибком перейде у стан **насищення** і вихідна напруга, що знімається з колектора транзистора, дорівнюватиме напрузі на двох відкритих *p-n* переходах, тобто 0,4...0,7 В, що відповідає рівню логічного 0. Якщо ж на базу транзистора подати напругу 0...0,7 В, то транзистор стрибком перейде у стан відсікання і вихідна напруга дорівнюватиме напрузі живлення 5 В, тобто рівню логічної одиниці. Таким чином, транзистор інвертує вхідний сигнал, тобто змінює значення сигналу на протилежне, отже такий пристрій виконує логічну операцію заперечення.

Логічний елемент І. Логічний елемент І, умовне графічне позначення якого відповідно до державних стандартів наведено на рис. 5.43 а, реалізує елементарну логічну операцію кон'юнкції, або логічного множення. Логічний елемент І реалізується на послідовно увімкнених ключах (рис. 5.43 б). Вихідний сигнал послідовно увімкнених ключів, що відповідає логічній 1, буде тільки в тому разі, якщо

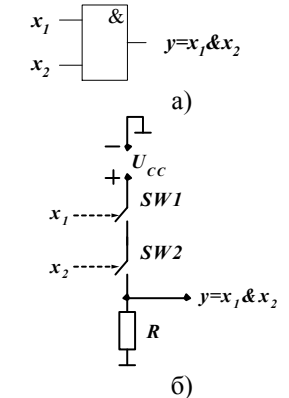


Рис. 5.43

на обидва ключі подати сигнали, що відповідають рівню логічної одиниці і вони обидва перейдуть у замкнений стан. Якщо хоча на один з ключів не подати сигналу, що відповідає логічній одиниці, то він залишиться у розімкненому стані і вихідний сигнал дорівнюватиме рівню логічного 0.

Логічний елемент АБО. Логічний елемент АБО, умовне графічне позначення якого відповідно до державних стандартів наведено на рис. 5.44 а, реалізує елементарну логічну операцію диз'юнкції, або логічного додавання. Логічний елемент АБО реалізується на паралельно увімкнених ключах (рис. 5.44 б). Вихідний сигнал паралельно увімкнених ключів, що відповідає логічному 0, буде тільки в тому разі, якщо на обидва ключі подати сигнали, що відповідають рівню логічного нуля і вони обидва будуть

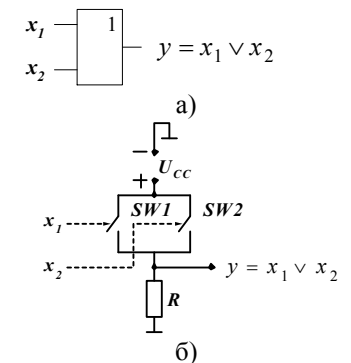


Рис. 5.44

розімкненими і вихідний сигнал елемента дорівнюватиме рівню логічного 0. Якщо хоча на один із ключів, або на обидва разом подати сигнал, що відповідає логічній одиниці, то він замикається і на виході елемента встановиться рівень сигналу, що дорівнює логічній 1.

Мікросхеми логічних елементів.

Логічні елементи реалізуються у вигляді мікросхем, які виготовляються на кристалах кремнію за допомогою новітніх високоефективних технологій. Мікросхеми логічних елементів характеризуються низкою параметрів.

Швидкодія. Швидкодія логічного елемента визначається середньою затримкою сигналу, яка обчислюється як середнє арифметичне затримок увімкнення й вимкнення елемента.

Споживана потужність. Споживана потужність визначається як середня арифметична потужність, яка споживається логічним елементом в увімкненому й вимкненому станах. Швидкодія і споживана потужність пов'язані, як правило, прямою пропорційною залежністю: чим більша швидкодія, тим більша споживана потужність, тому для мікросхем логічних елементів часто застосовують таку характеристику як добуток середньої споживаної потужності на середню затримку сигналів.

Коефіцієнт об'єднання за входом. Коефіцієнт об'єднання по входу — це максимальна кількість входів, яку може мати логічний елемент. Для більшості мікросхем логічних елементів коефіцієнт об'єднання по входу не перевищує восьми.

Коефіцієнт розгалуження за виходом. Коефіцієнт розгалуження по виходу, або *навантажувальна здатність* визначається кількістю входів логічних елементів такого ж типу, які можуть бути приєднаними до виходу даної мікросхеми без порушення її працездатності.

Крім цих параметрів, мікросхеми логічних елементів характеризуються також стійкістю проти завад, надійністю, ступенем інтеграції тощо.

Транзисторно-транзисторні логічні елементи й пристрої. Транзисторно-транзисторні логічні елементи й пристрої (ТТЛ логіка) побудовані на основі багатоемітерного транзистора, який реалізує елемент І, та транзисторного інвертора (рис. 5.45).

Якщо хоча б на один з емітерів транзистора $VT1$ подати потенціал більший 0,5 В, то транзистор відкриється і

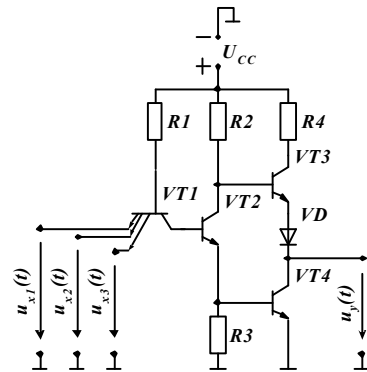


Рис. 5.45

з'єднає базу транзистора $VT2$ з нульовою шиною живлення. Транзистор $VT2$ закриється, база транзистора $VT3$ виявиться під високим потенціалом, що відкриє транзистор $VT3$ і на виході мікросхеми з'явиться напруга високого рівня, що відповідає логічній 1. Таким чином, мікросхема у цілому виконує роль логічного елемента І-НЕ і реалізує логічну функцію Шефера. Щоб збільшити швидкодію ТТЛ логічних елементів, під час виготовлення мікросхеми додатково створюють $p-n$ переходи, або так звані діоди Шоткі, які запобігають режиму насичення транзисторів і тим самим зменшують час переходу транзистора з активного режиму у режим відсікання. Транзисторно-транзисторні логічні елементи з додатковими діодами Шоткі називають ТТЛШ логічними елементами, або ТТЛШ логікою.

Мікросхеми логічних елементів на МДН-транзисторах. У порівнянні з біполярними транзисторами, МДН-транзистори, тобто уніполярні транзистори, виготовлені за структурою метал-діелектрик-напівпровідник, набагато менше споживають енергії, мають великий вхідний опір, тобто забезпечують велику навантажувальну здатність. Логічні елементи будуються на основі базової структури — інвертора, схема якого наведена на рис. 5.39. Транзистор $VT1$, затвор якого з'єднаний із стоком, відіграє роль резистора навантаження, а транзистор $VT2$ — роль ключа. Якщо на затвор транзистора $VT2$ подати низьку напругу, рівень якої відповідає логічному 0, то транзистор $VT2$ закривається і на виході елемента буде висока напруга, рівень якої відповідає логічній 1. Якщо ж на затвор подати високу напругу, то транзистор $VT2$ відкриється і вихід елемента з'єднається з нульовою шиною через відкритий транзистор.

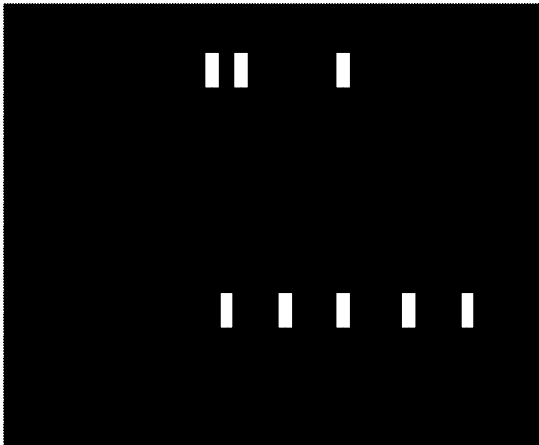
На рис. 5.46 а показаний логічний елемент І-НЕ, а на рис. 5.46 б — АБО-НЕ, побудовані на основі базової структури інвертора на МДН-транзисторах.

Мікросхеми логічних елементів на комплементарних МДН-транзисторах. Комплементарними

називають пару МДН-транзисторів, один з яких має канал з n -провідністю,

а другий — із p -провідністю. Такі два послідовно з'єднані транзистори (рис. 5.41) утворюють інвертор. Якщо на затвори обох транзисторів подати високий потенціал, що відповідає логічній одиниці, то відкриється нижній транзистор $VT2$, а верхній $VT1$ — закриється і вихід елемента через відкритий транзистор $VT2$ з'єднається з нульовою шиною живлення, тобто матиме рівень логічного нуля. Якщо ж подати на затвори низький потенціал, то навпаки, відкриється верхній транзистор, а закриється нижній і потенціал на виході матиме рівень логічної 1. У будь-якому разі один із комплементарних транзисторів завжди закритий, опір його становить сотні мегом і струм через транзистори завжди практично рівний нулю. Мікросхема споживає енергію тільки в момент перемикання, тому мікросхеми на комплементарних МДН-транзисторах (КМДН логічні мікросхеми) характеризуються надзвичайно малою споживаною потужністю. На рис. 5.47, як приклад, наведений логічний елемент І-НЕ, побудований на основі комплементарних МДН-транзисторів.

Мікросхеми логічних елементів на емітерно-зв'язаних транзисторах (ЕЗЛ елементи). Базовою структурою таких логічних елементів є диференціальний каскад (рис. 5.48), побудований на транзисторах $VT3$ і $VT4$. На базу $VT4$ подається опорна напруга, яка формується на транзисторі $VT5$. Емітерні повторювачі напруги на транзисторах $VT6$ і $VT7$ (рис. 5.48) призначені для узгодження рівнів сигналів. Особливістю ЕЗЛ елементів є висока швидкодія, обумовлена тим, що транзистори диференціального каскаду ніколи не переходять у стан насичення. Якщо на вхід пристрою подати низький потенціал (близько $-1,7$ В), то через транзистор $VT4$ протікає струм I_0 , на виході 1 буде потенціал низького рівня, а на виході 2 — високого (близько $-0,7$ В). Якщо ж на вхід пристрою подати високий



а другий — із p -провідністю. Такі два послідовно з'єднані транзистори (рис. 5.41) утворюють інвертор. Якщо на затвори обох транзисторів подати високий потенціал, що відповідає логічній одиниці, то відкриється нижній транзистор $VT2$, а верхній $VT1$ — закриється і вихід елемента через відкритий транзистор $VT2$ з'єднається з нульовою шиною живлення, тобто матиме рівень логічного нуля. Якщо ж подати на затвори низький потенціал, то навпаки, відкриється верхній транзистор, а закриється нижній і потенціал на виході матиме рівень логічної 1. У будь-якому разі один із комплементарних транзисторів завжди закритий, опір його становить сотні мегом і струм через транзистори завжди практично рівний нулю. Мікросхема споживає енергію тільки в момент перемикання, тому мікросхеми на комплементарних МДН-транзисторах (КМДН логічні мікросхеми) характеризуються надзвичайно малою споживаною потужністю. На рис. 5.47, як приклад, наведений логічний елемент І-НЕ, побудований на основі комплементарних МДН-транзисторів.

Мікросхеми логічних елементів на емітерно-зв'язаних транзисторах (ЕЗЛ елементи). Базовою

структурою таких логіч-

них елементів є диференціальний каскад (рис. 5.48), побудований на транзисторах $VT3$ і $VT4$. На базу $VT4$ подається опорна напруга, яка формується на транзисторі $VT5$. Емітерні повторювачі напруги на транзисторах $VT6$ і $VT7$ (рис. 5.48) призначені для узгодження рівнів сигналів. Особливістю ЕЗЛ елементів є висока швидкодія, обумовлена тим, що транзистори диференціального каскаду ніколи не переходять у стан насичення. Якщо на вхід пристрою подати низький потенціал (близько $-1,7$ В), то через транзистор $VT4$ протікає струм I_0 , на виході 1 буде потенціал низького рівня, а на виході 2 — високого (близько $-0,7$ В). Якщо ж на вхід пристрою подати високий

потенціал, то транзистор $VT4$ практично закриється і струм I_0 протікатиме через транзистор $VT3$. Потенціали на виходах зміняться на протилежні. На рис. 5.48 як приклад, наведений логічний елемент на емітерно-зв'язаних емітерах, який має два входи і два виходи і може використовуватися як логічний двохходовий елемент І (вихід 1), або І-НІ (вихід 2).

Мікросхеми логічних елементів на транзисторах з інжекційним живленням (I^2L елементи). У логічних елементах, виготов-

лених у вигляді мікросхем за допомогою сучасних інтегральних технологій, широко застосовуються біполярні транзистори з інжекційним живленням. На відміну від звичайного біполярного транзистора, транзистор з інжекційним живленням має додатковий електрод — інжектор, який умикається до джерела струму. Інтегральна структура, що реалізує базовий елемент з інжекційним живленням, наведена на рис. 5.49а. Область p_1 є емітером інтегрального транзистора $VT1$ і виконує роль інжектора. Область n_1 є одночасно базою транзистора $VT1$ і емітером транзистора $VT2$. Область p_2 є одночасно колектором транзистора $VT1$ і базою транзистора $VT2$. Транзистор $VT2$ виконується багатоклекторним. Така інтегральна структура займає мало місця на кристалі напівпровідникового матеріалу, що обумовлює високий ступінь інтеграції. Принципова електрична схема базового елемента з інжекційним живленням наведена на рис. 5.49 б, а спрощена — на рис. 5.49 в.

Якщо вхідний сигнал має рівень логічного 0, то струм джерела струму замикається через вхід елемента і транзистор $VT2$ перебуватиме у закритому стані. Якщо ж вхідний сигнал матиме рівень логічної 1, то струм джерела струму замикатиметься через емітерний перехід $VT2$, тобто цей струм буде базовим струмом транзистора $VT2$. Таким чином, під дією вхідного сигналу перемикається тільки напрям струму джерела.

Рівень логічної 1 для такої інтегральної структури буде достатнім, якщо він перевищуватиме потенціальний бар'єр p - n переходу, тобто $0.6 \dots 0.7$ В. Це

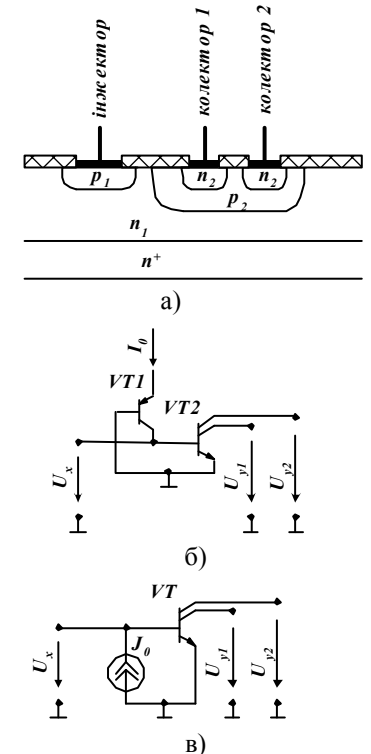


Рис. 5.49

дає змогу застосувати напругу для живлення таких елементів 1.5 В, що значно знижує споживання електричної енергії елементом.

Швидкодія елемента залежить від значення струму джерела: зі збільшенням струму швидкодія збільшується. Одночасно збільшується і споживання електричної енергії елементом, тому значення струму вибирають, виходячи з компромісу між збільшенням швидкодії і зменшенням споживання.

На основі базової структури, наведеної на рис. 5.49, можна реалізувати різні логічні функції. На рис. 5.50 наведена реалізація логічних функцій інверсії, АБО, АБО-НЕ, І, І-НЕ.

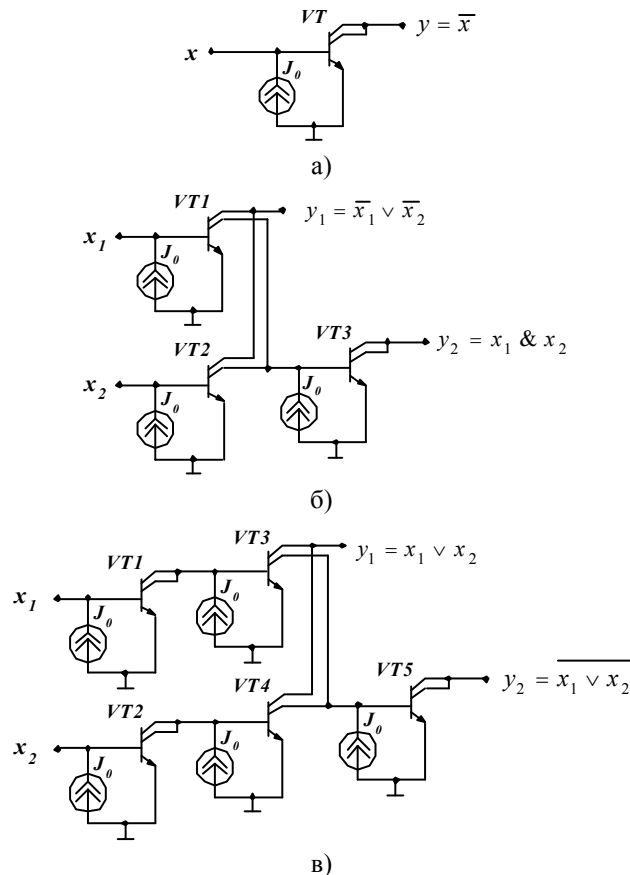


Рис. 5.50

5.6 Цифрові комбінаційні пристрої

Цифровими комбінаційними пристроями називаються електронні пристрої, які реалізують логічні функції і вихідний сигнал яких залежить тільки від сигналів на входах цього пристрою у даний момент часу. Цифрові комбінаційні пристрої використовуються як складові частини комп'ютерів, контролерів та інших цифрових пристроїв. Розглянемо комбінаційні цифрові пристрої, що найбільш широко використовуються для обробки інформації.

Шифратори

Шифратори застосовуються у системах переривання комп'ютерів, цифрових пристроях автоматичного керування, цифрових вимірювальних пристроях. Шифратори призначені для перетворення числа в одиничній позиційній системі числення у двійкове число. В одиничній позиційній системі числення натуральне число N зображається одиницею у N -ому розряді, у той час як у решті розрядів стоять нулі, наприклад число 5 зображається так 00010000, число 7 — 01000000.

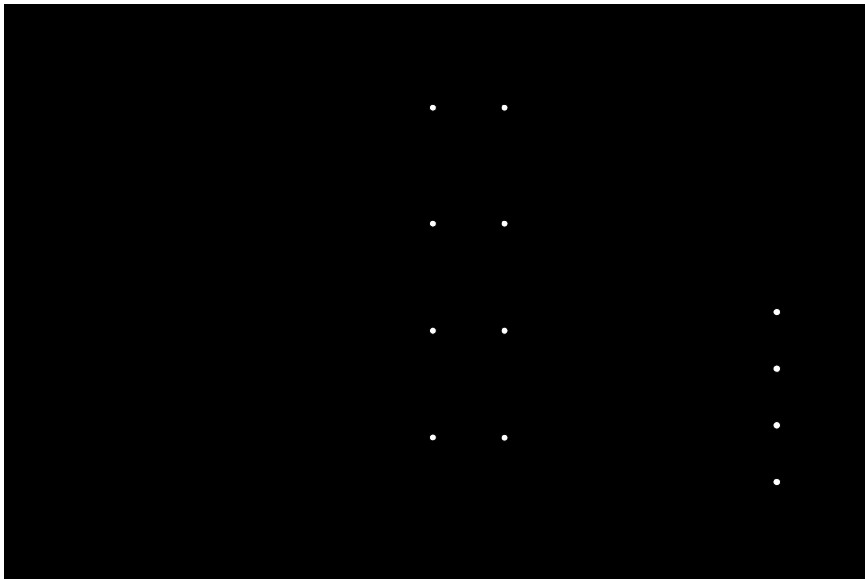
Таблиця 5.9

Десяткове число	Вхідний позиційний одиничний код										Вихідний двійковий код			
	x_9	x_8	x_7	x_6	x_5	x_4	x_3	x_2	x_1	x_0	y_3	y_2	y_1	y_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
2	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	0
3	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1
4	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
5	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1
6	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0
7	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
8	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
9	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
10	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0

У таблиці 5.9 наведена відповідність між вхідним одиничним позиційним кодом і двійковим кодом перших десяти цілих чисел. Кожен розряд вихідного двійкового коду залежить від усіх розрядів вхідного коду і тому є логічною (булевою) функцією змінних $x_0, x_1, x_2, \dots, x_9$, тобто $y_i = f(x_0, x_1, x_2, \dots, x_9)$. Виразимо розряди вихідного коду через розряди вхідного коду відповідно до таблиці істинності (табл. 5.9) за допомогою операцій диз'юнкції і кон'юнкції

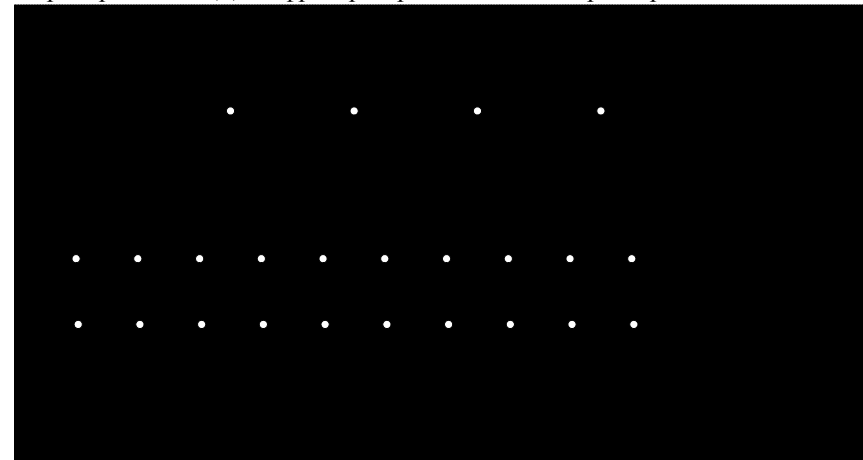
$$\begin{aligned}
 y_0 &= x_0 \vee x_2 \vee x_4 \vee x_6 \vee x_8 = \overline{x_0 \cdot x_2 \cdot x_4 \cdot x_6 \cdot x_8} \\
 y_1 &= x_1 \vee x_2 \vee x_5 \vee x_6 \vee x_9 = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_5 \cdot x_6 \cdot x_9} \\
 y_2 &= x_3 \vee x_4 \vee x_5 \vee x_6 = \overline{x_3 \cdot x_4 \cdot x_5 \cdot x_6} \\
 y_3 &= x_7 \vee x_8 \vee x_9 = \overline{x_7 \cdot x_8 \cdot x_9}
 \end{aligned}
 \tag{5.43}$$

Відповідно до наведених логічних виразів (5.43), шифратор можна реалізувати за допомогою логічних елементів АБО-НЕ (NOR) (рис. 5.51), чи за допомогою логічних елементів І-НЕ (NAND) (рис. 5.53). На рисунку 5.51 як приклад наведений шифратор 15-розрядного числа в одиничній позиційній системі числення у 4-розрядне двійкове число на 8-входових логічних елементах АБО. На рисунку 5.52 наведено умовне графічне зображення шифратора згідно державних стандартів. Приклад шифратора на елементах І-НЕ наведено на рис. 5.53, а, а його умовне позначення згідно державних стандартів на рис. 5.53, б.



Дешифратори

Дешифратори застосовуються у пристроях керування центрального процесора, у системах електронної пам'яті для операцій з адресами, у цифрових контролерах тощо. Дешифратори призначені для перетворення чисел із



двійкової системи числення в одиничну позиційну систему числення.

Таблиця 5.10

Десяткове число	Вхідний двійко- вий код				Вихідний позиційний одиничний код									
	x_3	x_2	x_1	x_0	y_9	y_8	y_7	y_6	y_5	y_4	y_3	y_2	y_1	y_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
3	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
4	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
5	0	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
6	0	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
7	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
8	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
9	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
10	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

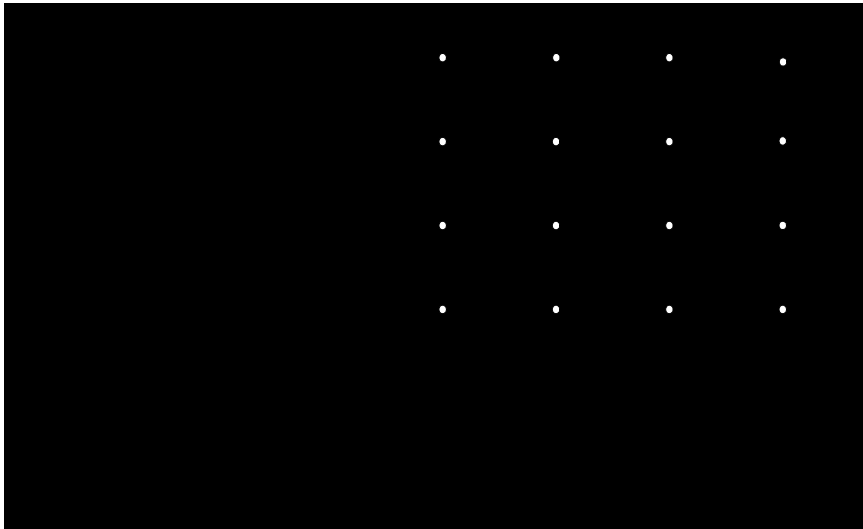
У табл. 5.10 наведена відповідність між першими десятьма числами у двійковому коді і одиничній позиційній системі числення. Мінімізувати логічні

функції, що відповідають кожному розряду вихідного коду не має сенсу, оскільки карта Карно міститиме лише одну 1, а, отже, є мінімальною. Запишемо логічні функції для перших чотирьох розрядів вихідного коду

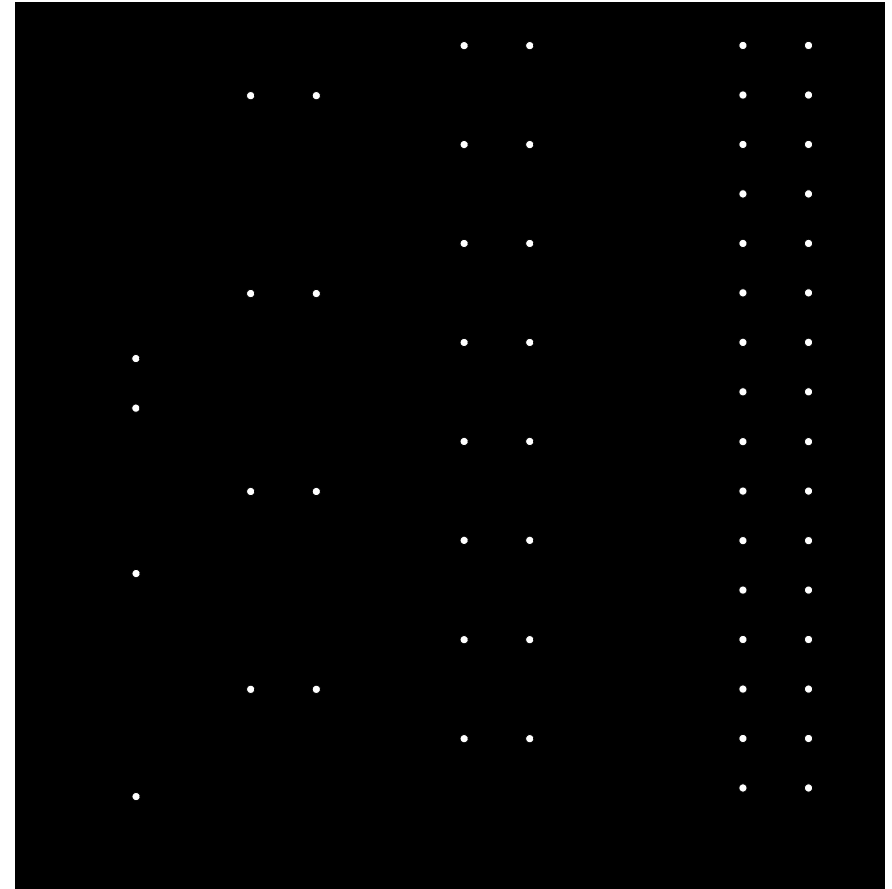
$$\begin{aligned} y_0 &= \overline{x_0} \cdot \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \cdot \overline{x_3} = \overline{x_0 \vee x_1 \vee x_2 \vee x_3} \\ y_1 &= \overline{x_0} \cdot \overline{x_1} \cdot \overline{x_2} \cdot x_3 = \overline{x_0 \vee x_1 \vee x_2} \cdot x_3 \\ y_2 &= \overline{x_0} \cdot \overline{x_1} \cdot x_2 \cdot \overline{x_3} = \overline{x_0 \vee x_1} \cdot x_2 \cdot \overline{x_3} \\ y_3 &= \overline{x_0} \cdot \overline{x_1} \cdot x_2 \cdot x_3 = \overline{x_0 \vee x_1} \cdot x_2 \end{aligned} \quad (5.44)$$

Решту логічних функцій для розрядів вихідного коду записують аналогічно. На рис. 5.54, а наведено дешифратор 4-розрядного двійкового числа на 4-входових елементах І-НЕ (NAND), а його умовне графічне зображення згідно державних стандартів на рис. 5.54, б. Цей дешифратор відноситься до **лінійних дешифраторів**, у яких дешифрація здійснюється за один прийом одночасно всіма логічними елементами. Лінійні дешифратори мають найбільшу швидкодію і забезпечують найменшу затримку вихідного сигналу відносно вхідного. У той же час, зі збільшенням розрядності вхідного коду різко збільшується кількість логічних елементів, необхідних для реалізації, а також зростає навантаження кожного із входів.

Щоб зменшити кількість логічних елементів застосовують дешифратори із ступінчастою структурою — **каскадні дешифратори**. На рис. 5.55 наведений **матричний дешифратор** із ступінчастою структурою, у якому вхідний код поділений на дві частини: код рядка і код стовпчика. Перший ступінь дешифратора складається з двох частин і дешифрує код рядка і код стовпчика. На другому ступені дешифрується код елемента ряд-



ка чи стовпчика.



Пірамідальний дешифратор — це частковий варіант каскадного дешифратора, у якому на кожному етапі дешифрації додається один двійковий розряд. На рисунку 5.56 наведений пірамідальний дешифратор 3-розрядного двійкового числа.

Перетворювачі кодів

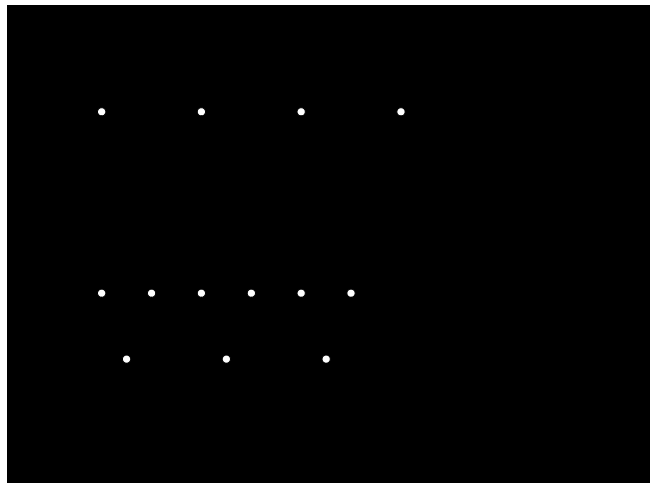
Шифратори й дешифратори є частковими випадками більш загального класу комбінаційних цифрових пристроїв — *перетворювачів кодів*. Ці цифрові пристрої призначені для перетворення коду з однієї системи в іншу. У табл. 5.11, як приклад, наведено перші десять значень найбільш поширених кодів. Десяткова і двійкова системи числення як окремі часткові випадки системи кодування.

Таблиця 5.11

Десяткові числа	Двійкові числа	Обернений двійковий код	Код Грея	Код Джонсона	Температурний код
0	0000	1111	0000	00000	0000000000
1	0001	1110	0001	00001	0000000001
2	0010	1101	0011	00011	0000000011
3	0011	1100	0010	00111	0000000111
4	0100	1011	0110	01111	0000001111
5	0101	1010	0111	11111	0000011111
6	0110	1001	0101	11110	0000111111
7	0111	1000	0100	11100	0001111111
8	1000	0111	1100	11000	0011111111
9	1001	0110	1101	10000	0111111111

Обернений двійковий код, який застосовується у цифрових системах обробки інформації, можна отримати, якщо у прямому двійковому коді одиниці замінити нулями, а нулі одиницями.

Код Грея, у якого два сусідні значення відрізняються тільки одним розрядом, широко застосовуються в аналого-цифрових перетворювачах. Застосування коду Грея дає



змогу скоротити тривалість перетворення, спростити кодувальні пристрої, а також істотно збільшити ступінь захисту від небажаних збоїв при переходах вихідного коду від одного значення до іншого.

Код Джонсона характерний тим, що у кожному наступному значенні кількість 1 у розрядах спочатку збільшується на одиницю, а потім, після заповнення 1 всіх розрядів числа, зменшується на одиницю. Код Джонсона відноситься до так званих *циклічних кодів* і широко застосовується для побудови спеціальних лічильників імпульсів.

У аналого-цифрових перетворювачах паралельної дії широко застосовується *температурний код*, у якому значення кодується кількістю 1, починаючи справа.

Таблиця 5.12

№ п/п	Двійковий код				Код Грея			
	x_3	x_2	x_1	x_0	y_3	y_2	y_1	y_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	0	0	1
2	0	0	1	0	0	0	1	1
3	0	0	1	1	0	0	1	0
4	0	1	0	0	0	1	1	0
5	0	1	0	1	0	1	1	1
6	0	1	1	0	0	1	0	1
7	0	1	1	1	0	1	0	0
8	1	0	0	0	1	1	0	0
9	1	0	0	1	1	1	0	1
10	1	0	1	0	1	1	1	1
11	1	0	1	1	1	1	1	0
12	1	1	0	0	1	0	1	0
13	1	1	0	1	1	0	1	1
14	1	1	1	0	1	0	0	1
15	1	1	1	1	1	0	0	0

Щоб реалізувати перетворювач кодів за допомогою логічних елементів, для кожного розряду вихідного коду складають логічну функцію на всіх можливих наборах вхідних величин. Далі, логічні функції, що відповідають розрядам вихідного коду мінімізують, наприклад, за допомогою карт Карно. Мінімізовані логічні функції реалізують на певній елементній базі. Розглянемо цю процедуру на прикладі реалізації перетворювача 4-розрядного двійкового коду у код Грея. За таблицею відповідності (табл. 5.12) записуємо

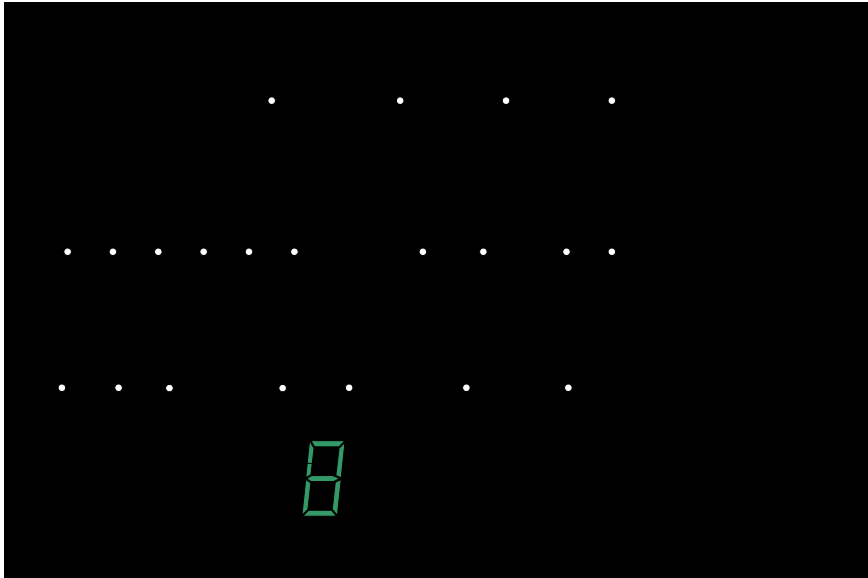
логічну функцію для кожного з розрядів коду Грея.



$$\begin{aligned}
y_0 &= \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \\
&\quad \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \\
y_1 &= \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \\
&\quad \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \\
y_2 &= \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \\
&\quad \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \\
y_3 &= x_3
\end{aligned} \tag{5.45}$$

Після мінімізації цих логічних функцій за допомогою карт Карно, вони матимуть такий вигляд:

$$\begin{aligned}
y_0 &= \overline{x_3 \cdot x_2} \vee \overline{x_3 \cdot x_2} \\
y_1 &= \overline{x_2 \cdot x_1} \vee \overline{x_2 \cdot x_1} \\
y_2 &= \overline{x_1 \cdot x_0} \vee \overline{x_1 \cdot x_0} \\
y_3 &= x_3
\end{aligned} \tag{5.46}$$



Перетворювач двійкового коду у код Грея на елементах І-НЕ (NAND), що реалізує функції (5.46), наведений на рис. 5.57.

До перетворювачів кодів належить також перетворювач двійкового позиційного коду у код семисегментного індикатора (рис. 5.58). Семисегментний індикатор широко застосовується для відображення десяткових цифр у

калькуляторах та інших цифрових пристроях обробки інформації. У таблиці відповідності (табл. 5.13) розряди вхідного двійкового коду позначені буквами x_3, x_2, x_1, x_0 , а сегменти індикатора буквами a, b, c, d, e, f, g відповідно до рис. 5.58.

Таблиця 5.13

№ п/п	Двійковий код				Семисегментний код						
	x_3	x_2	x_1	x_0	a	b	c	d	e	f	g
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
2	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1
3	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1
4	0	1	0	0	0	1	1	0	0	1	1
5	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1
6	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1
7	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
8	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
9	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1

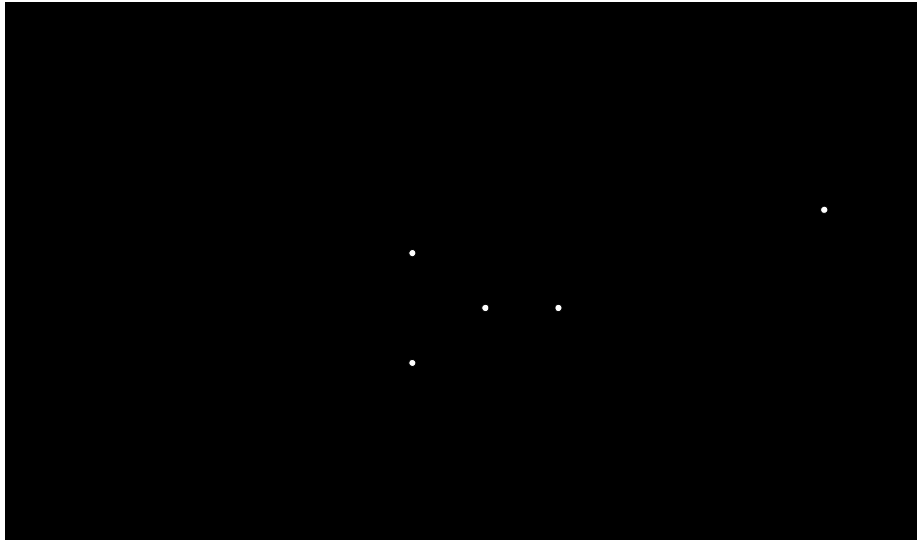
Для кожного розряду вихідного коду записуємо логічну функцію, відповідно до табл. 5.13, і мінімізуємо ці функції:

$$\begin{aligned}
a &= \overline{x_3 \cdot x_1 \cdot x_2 \cdot x_0} \cdot \overline{x_2 \cdot x_0} \\
b &= \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \cdot \overline{x_1 \cdot x_0} \\
c &= \overline{x_3 \cdot x_2 \cdot x_1 \cdot x_0} \\
d &= \overline{x_3 \cdot (x_1 \cdot x_0) \cdot (x_2 \cdot x_1) \cdot (x_1 \cdot x_1 \cdot x_1) \cdot (x_2 \cdot x_0)} \\
e &= \overline{(x_0 \cdot x_1) \cdot (x_0 \cdot x_2) \cdot (x_0 \cdot x_3)} \\
f &= \overline{x_3 \cdot (x_2 \cdot x_1) \cdot (x_0 \cdot x_1) \cdot (x_1 \cdot x_0)} \\
g &= \overline{x_3 \cdot (x_2 \cdot x_1) \cdot (x_2 \cdot x_0) \cdot (x_1 \cdot x_0)}
\end{aligned} \tag{5.48}$$

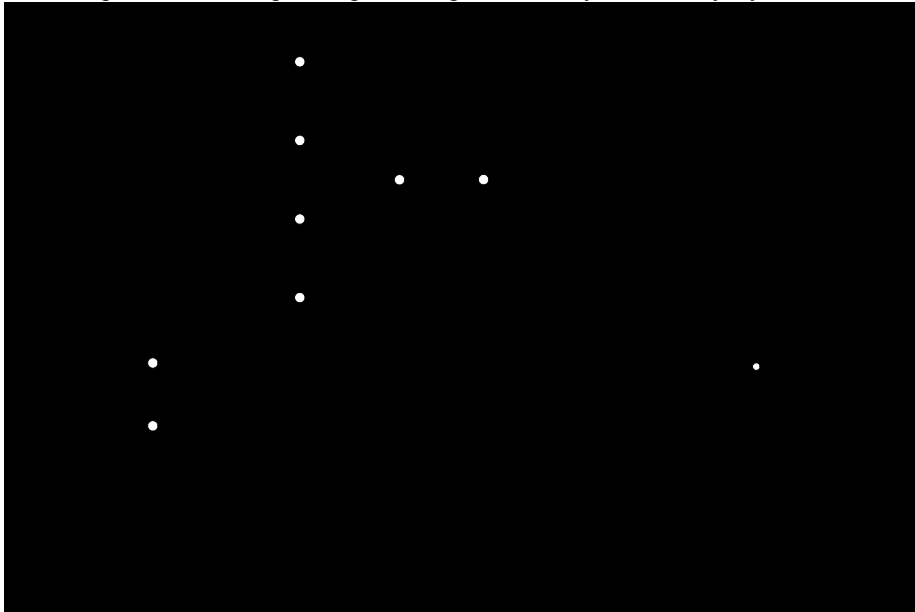
Схема перетворювача двійкового коду у код семисегментного індикатора, реалізована на елементах , наведена на рис. 5.59.

Мультиплексори

Мультиплексор призначений для підключення на вхід каналу передачі ін-



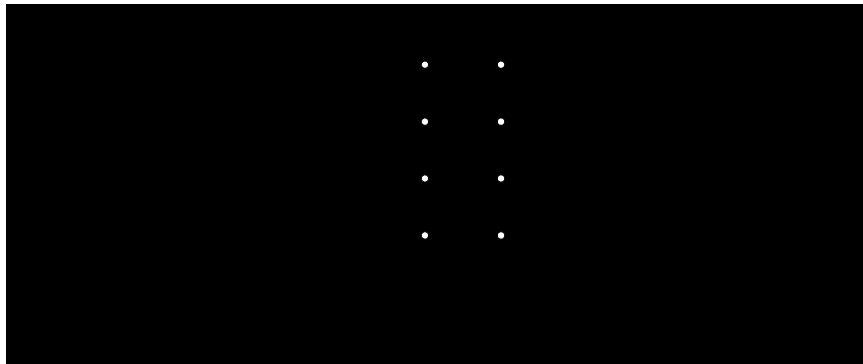
формації одного з вхідних сигналів. Кожному джерелу сигналу присвоюється порядковий номер — адреса джерела сигналу. До складу мультиплек-



сорів входить дешифратор адреси, який за вхідним двійковим кодом формує сигнал, що підключає на вхід каналу передачі вибраний сигнал. На рисунку 5.60, а наведений як приклад мультиплексор одного з чотирьох сигналів x_0, x_1, x_2, x_3 на вхід у каналу передачі інформації, а на рис. 5.60, б — умовне графічне зображення мультиплексора згідно державних стандартів. Мультиплексор на чотири входи, реалізований на елементах І-НЕ (NAND), а також його умовне графічне позначення наведений на рисунку 5.61. Даний мультиплексор синхронізований імпульсною послідовністю, що подається на вхід С.

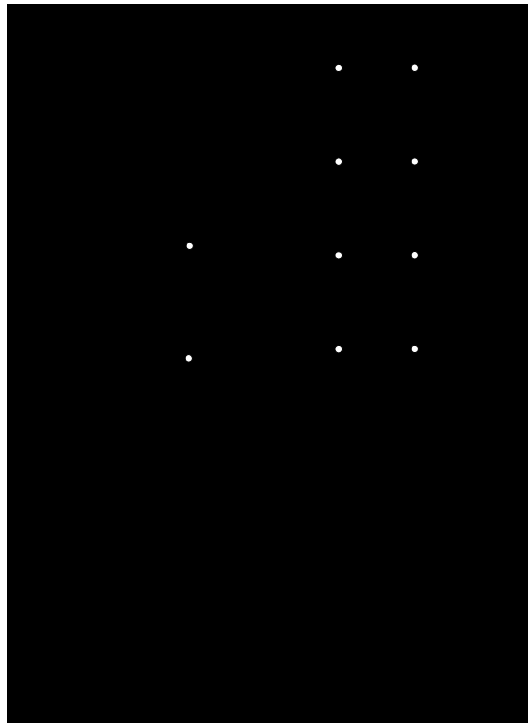
Демультимплексори

У деяких цифрових пристроях необхідно здійснювати операцію, обернену мультимплексуванню, тобто демультимплексуванню сигналів. Ця операція по-



лягає у підключенні одного сигналу на вхід одного з каналів передачі інформації. На рисунку 5.62, а наведено демультимплексор, який підключає

сигнал x на вхід одного з чотирьох каналів передачі інформації. Номер каналу, який є його адресою, формується за допомогою дешифратора адреси. Для застосування у демультимплексорів у синхронних пристроях вони мають синхронізуватися послідовністю імпульсів. Приклад такого синхронізованого демультимплексора, реалізованого на елементах І-НІ, наведено на рисунку 5.63, а, а його умовне графічне позначення — на рис. 5.63, б.



Суматори

Суматори призначені для додавання двійкових чисел. Сума багаторозрядних чисел формується на основі однорозрядного додавання.

Однорозрядні суматори. Розглянемо додавання двох однорозрядних чисел, представлених у вигляді таблиці

Таблиця 5.14

x_1	x_2	s	p
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

У таблиці 5.14 представлено два однорозрядних доданки x_1, x_2 , сума s і перенос у старший розряд p . Для суми s можна записати такі логічні вирази

$$s = \overline{x_1} \cdot x_2 \vee x_1 \cdot \overline{x_2} = (x_1 \vee x_2) \cdot (\overline{x_1} \vee \overline{x_2}) = (x_1 \vee x_2) \cdot \overline{(x_1 \cdot x_2)}. \quad (5.49)$$

Для переносу p у старший розряд логічний вираз буде такий

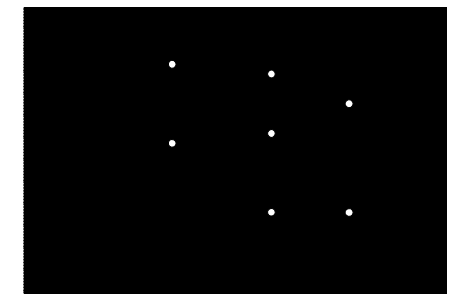
$$p = x_1 \cdot x_2, \quad (5.50)$$

тобто перенос можна сформулювати за допомогою операції кон'юнкції над однорозрядними доданками. Враховуючи вираз (5.50) для p , останній вираз у (5.49) можна записати так:

$$s = (x_1 \vee x_2) \cdot \overline{p}. \quad (5.51)$$

Логічний пристрій який реалізує обидві логічні функції s і p називається **напівсуматором**. Напівсуматор, реалізований відповідно до виразів (5.49), (5.50), представлений на рис. 5.64.

Під час додавання двох багаторозрядних двійкових чисел у кожному розряді крім двох однорозрядних доданків необхідно додавати також перенос із попереднього розряду. Суматор, що здійснює цю операцію називається **повним однорозрядним суматором**. Таблиця істинності (табл. 5.15) для повного однорозрядного суматора, що здійснює додавання двох однорозрядних двійкових чисел x_1 і x_2 , а також переносу з попереднього молодшого розряду p_{i-1} наведена на рисунку 5.66. Виходом однорозрядного двійкового повного суматора є однорозрядна сума s і перенос у старший розряд p .



Таблиця 5.15

x_1	0	1	0	1	0	1	0	1
x_2	0	0	1	1	0	0	1	1
p_{i-1}	0	0	0	0	1	1	1	1
s	0	1	1	0	1	0	0	1
p_i	0	0	0	1	0	1	1	1

За таблицею істинності (табл. 5.15) повного однорозрядного суматора, що здійснює додавання двох однорозрядних чисел x_1 і x_2 , а також перенос з попереднього молодшого розряду p_{i-1} , складаємо логічні функції для однорозрядної суми і переносу у старший розряд

$$\begin{aligned}
 s &= (x_1 \cdot x_2) \cdot \overline{p_{i-1}} \vee (\overline{x_1 \cdot x_2}) \cdot \overline{p_{i-1}} \vee (x_1 \cdot x_2) \cdot p_{i-1} \vee (\overline{x_1 \cdot x_2}) \cdot p_{i-1} \\
 &= (x_1 \cdot x_2 \vee \overline{x_1 \cdot x_2}) \cdot \overline{p_{i-1}} \vee (x_1 \cdot x_2 \vee \overline{x_1 \cdot x_2}) \cdot p_{i-1} \\
 p &= (x_1 \cdot x_2) \cdot \overline{p_{i-1}} \vee (\overline{x_1 \cdot x_2}) \cdot \overline{p_{i-1}} \vee (x_1 \cdot x_2) \cdot p_{i-1} \vee (\overline{x_1 \cdot x_2}) \cdot p_{i-1}
 \end{aligned} \quad (5.52)$$

Таблиця 5.16

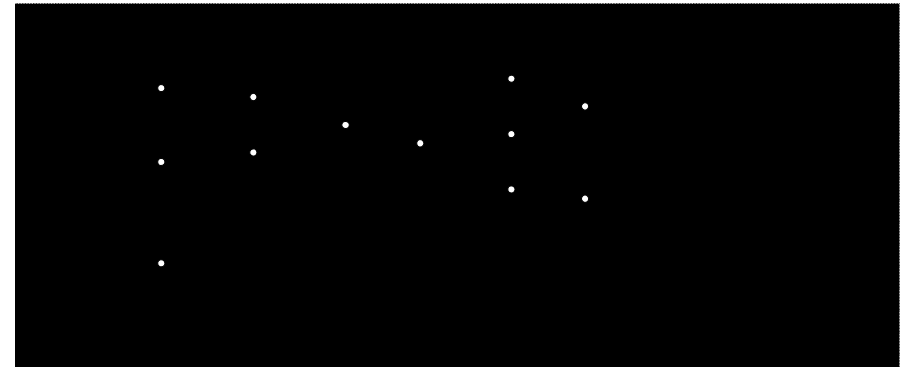
x_1	x_2	$y = x_1 \oplus x_2$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Логічна функція двох аргументів, задана таблицею істинності (табл. 5.16) називається **сумою за модулем 2**, позначається символом $\oplus$ і виражається через логічні функції І, АБО, НЕ згідно формули

$$y = (x_1 \oplus x_2) = x_1 \cdot x_2 \vee \overline{x_1 \cdot x_2} \quad (5.53)$$

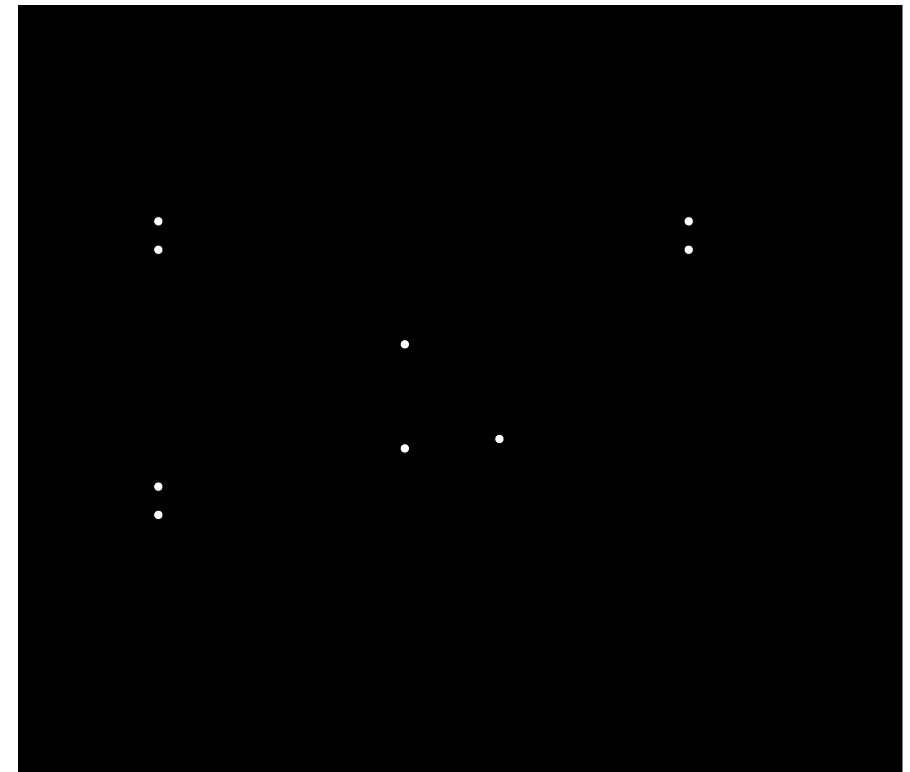
Карти Карно для суми s і переносу p старший розряд p наведені на рис. 5.65. Аналіз карт Карно показує, що логічна функція для суми s має мінімальну форму, а вираз для переносу p можна

спростити і записати у вигляді



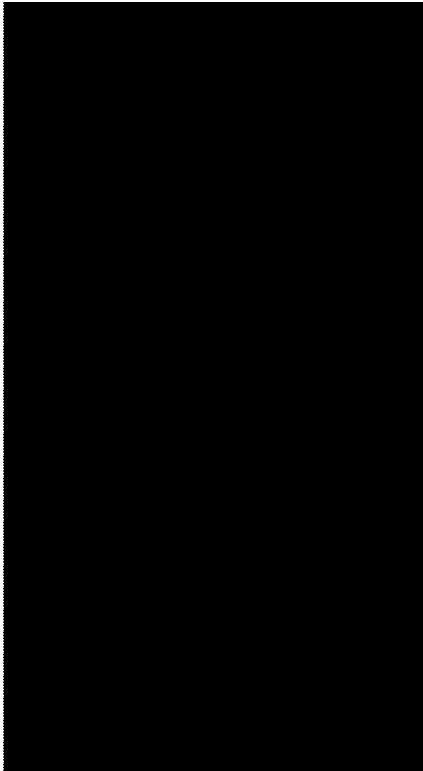
$$p = x_1 \cdot x_2 \vee x_1 \cdot \overline{p_{i-1}} \vee \overline{x_1 \cdot x_2} \vee \overline{p_{i-1}} \quad (5.54)$$

На рисунку 5.66, а наведена реалізація повного суматора відповідно до наведених карт Карно на основі різних логічних елементів. Зображення повного однорозрядного суматора на схемах наведено на рис. 5.66, б.



Багаторозрядні суматори. Багаторозрядні суматори двійкових чисел будуються на основі повних однорозрядних суматорів, які зв'язані лініями переносу і виготовляються у вигляді однієї мікросхеми.

Додавати багаторозрядні двійкові числа можна за допомогою повного однорозрядного суматора послідовно, розряд за розрядом, починаючи з наймолодшого і закінчуючи найстаршим, запам'ятовуючи розряди суми у регістрі зсуву (див. наступний підрозділ), а перенос у старший розряд на спеціальному тригері переносу (рис. 5.67). Позитивною якістю такого **послідовного суматора** є незначні апаратні затрати, а негативною — мала швидкодія.



Для зменшення тривалості операції додавання застосовують паралельний багаторозрядний суматор, у якому кількість однорозрядних суматорів дорівнює кількості розрядів (рис. 5.68). Тривалість операції додавання визначається тривалістю поширення переносу з наймолодшого розряду до найстаршого і залежить від кількості розрядів. Такі паралельні суматори називаються **суматорами з послідовним переносом**.

Тривалість операції додавання можна істотно зменшити, якщо перенос поступатиме не послідовно, від одного розряду до іншого, а одночасно на всі розряди. Комбінаційні пристрої, які формують перенос на всі розряди паралельно, називаються **схемами прискореного переносу**. Для побудови схем прискореного переносу доцільно ввести такі логічні функції

$$g_i = a_i \cdot b_i; \quad h_i = a_i \vee b_i. \quad (5.55)$$

де a_i, b_i — i -ті розряди двох двійкових доданків.

Використовуючи введені логічні функції g_i, h_i перенос з i -того розряду p_i відповідно до формули 5.54 можна записати у вигляді

$$p_i = a_i \cdot b_i \vee a_i \cdot p_{i-1} \vee b_i \cdot p_{i-1} = a_i \cdot b_i \vee (a_i \vee b_i) \cdot p_{i-1} = g_i \vee h_i \cdot p_{i-1}. \quad (5.56)$$

Відповідно до формули (5.56) запишемо вирази для переносів у перші три розряди

$$p_0 = 0;$$

$$p_1 = a_1 \cdot b_1 = g_1$$

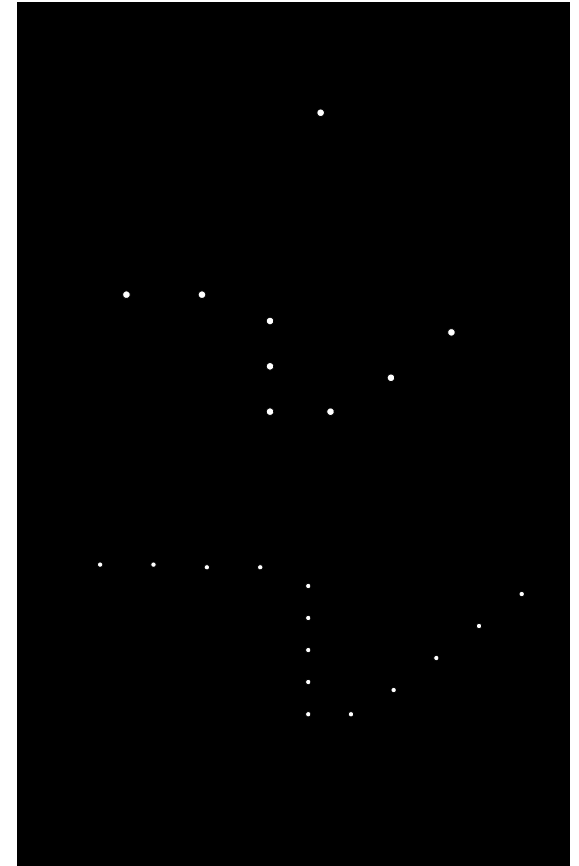
$$p_2 = a_2 \cdot b_2 \vee (a_2 \vee b_2) \cdot p_1 = a_2 \cdot b_2 \vee (a_2 \vee b_2) \cdot (a_1 \cdot b_1) = g_2 \vee h_2 \cdot p_1. \quad (5.57)$$

$$p_3 = a_3 \cdot b_3 \vee (a_3 \vee b_3) \cdot p_2 =$$

$$= a_3 \cdot b_3 \vee (a_3 \vee b_3) \cdot [a_2 \cdot b_2 \vee (a_2 \vee b_2) \cdot (a_1 \cdot b_1)] = g_3 \vee h_3 \cdot p_2$$

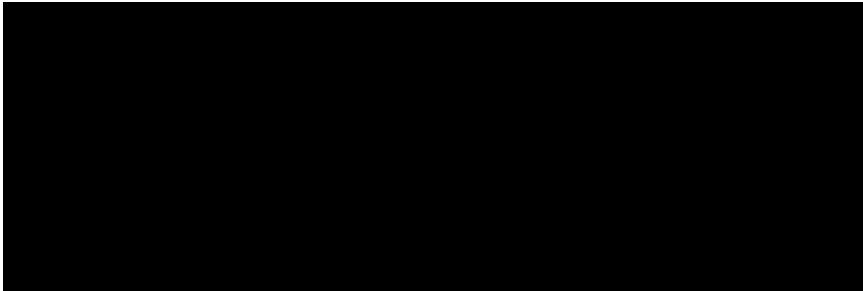
Складність таких схем різко збільшується зі збільшенням номера розряду. На рисунку 5.69 наведені схеми прискореного переносу перших трьох розрядів.

Щоб досягти компромісу між зменшенням тривалості операції додавання й апаратними затратами, пов'язаними зі схемами прискореного переносу, застосовують **суматори з груповим переносом**, у яких розряди суматора ділять на кілька груп. Для кожної групи застосовують схеми прискореного переносу, а між групами розрядів застосовується послідовний перенос.

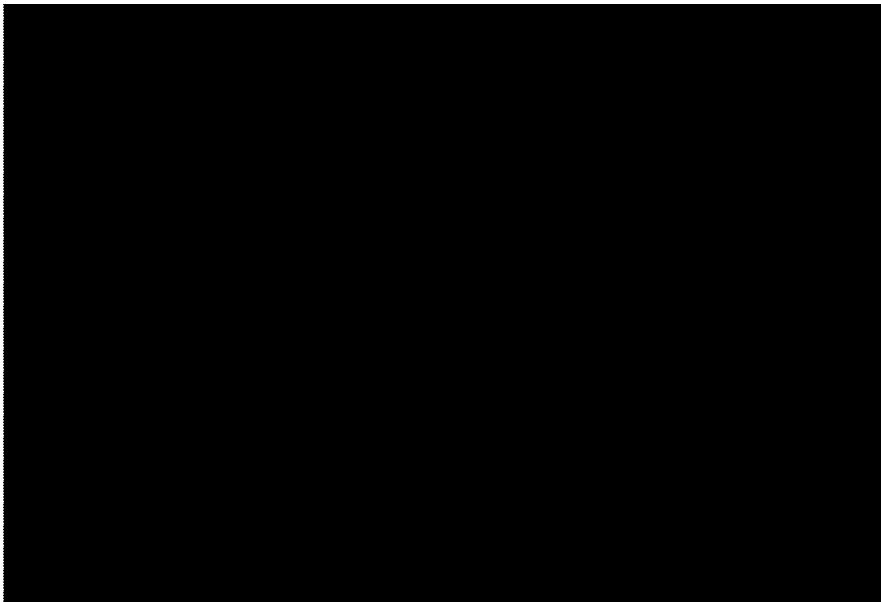


Комбінаційні перемножувачі

Комбінаційні суматори завдяки великій швидкодії застосовуються у різноманітних цифрових пристроях обробки інформації, зокрема, на їх основі будуються пристрої множення двійкових чисел. Для перемножування двох чисел a і b можна число a додати з самим собою b разів за допомогою



комбінаційного суматора. Тривалість операції множення у такому разі різко збільшується зі збільшення кількості розрядів.



Щоб зменшити тривалість операції множення можна використати додавання за допомогою комбінаційних суматорів часткових добутоків двох чисел. На рисунку 5.70 наведено схему виконання операції множення через *часткові добутки*, тобто добутки одного співмножника на розряди іншого.

Як видно зі схеми, частковий i -тий добуток дорівнює множеному, якщо i -тий розряд множника дорівнює 1 і дорівнює нулю, якщо i -тий розряд множника дорівнює нулю. Кожний наступний частковий добуток зсунутий на один розряд відносно попереднього. Добуток чисел визначається у результаті послідовного додавання часткових добутоків. Схема перемножувача, що реалізує алгоритм додавання часткових добутоків на комбінаційних суматорах, наведена на рисунку 5.71. Добутки окремих розрядів чисел отримані за допомогою схем І.

Основна позитивна якість такого комбінаційного перемножувача — велика швидкодія, яка досягається ціною значних апаратурних затрат: для реалізації перемножувача m – розрядного множеного і m – розрядного множника потрібно $m \times n$ логічних елементів І і $m \times (n - 1)$ повних однорозрядних суматорів.

Контрольні запитання і завдання

1. Що таке електронний ключ?
2. Які характеристики і параметри мають аналогові ключі?
3. Якими способами можна збільшити швидкодію аналогового транзисторного ключа?
4. Як здійснюється гальванічне розділення керівного і інформативного сигналів в аналогових ключах?
5. Що таке логічні змінні?
6. Які елементарні логічні операції виконуються над логічними змінними?
7. Які системи елементарних операцій є функціонально повними?
8. Якими способами здійснюється спрощення логічних виразів?
9. Які види ключів застосовуються для реалізації логічних операцій?
10. Які характеристики цифрових ключів Ви знаєте?
11. Зробіть порівняльний аналіз логічних елементів за швидкодією, споживаною потужністю і ступенем інтеграції.
12. Для чого призначені шифратори і дешифратори?
13. Які функції у цифрових пристроях виконують мультиплексори і де-мультиплексори?
14. Як виконується додавання багаторозрядних двійкових чисел за допомогою суматорів?
15. Яка структура комбінаційного перемножувача?

РОЗДІЛ 6. ТРИГЕРИ І ЦИФРОВІ ПРИСТРОЇ НА ЇХ ОСНОВІ

Тригером називається цифровий пристрій, що має два стійких стани, у кожному з яких він може перебувати як завгодно довго. Перехід тригера з одного стійкого стану в інший здійснюється стрибком під дією зовнішнього імпульсу, тому тригери інколи називають *спусковими пристроями*. Назва цього пристрою походить від англійського слова *trigger*, що означає спусковий гачок вогнепальної зброї.

Тригери є основою для побудови багатьох цифрових пристроїв: регістрів, подільників частоти, лічильників імпульсів. Тригер є також основним елементом пристроїв пам'яті.

Тригери можуть бути побудованими як на основі дискретних активних елементів (біполярні і польові транзистори) так і на основі логічних елементів, виготовлених за інтегральними технологіями.

Тригери мають такі найважливіші характеристики:

- ☐ швидкодія, яка визначається тривалістю переходу тригера із одного стійкого стану в інший;
- ☐ завадостійкість, яка визначається здатністю зберігати працездатність під дією завад;
- ☐ чутливість до сигналів запуску;
- ☐ здатність до навантаження;
- ☐ відсутність збоїв під дією сторонніх чинників.

6.1 Тригери на дискретних елементах

Тригери можуть бути побудовані на основі дискретних активних елементів: біполярних, польових, одноперехідних транзисторів, тиристорів тощо. Бурхливий розвиток інтегральних технологій виготовлення мікросхем різко звузив область застосування тригерів на дискретних елементах. Незважаючи на це вивчення і аналіз процесів у таких тригерах мають велике значення і результати такого аналізу широко застосовуються для побудови інтегральних тригерів.

Симетричний тригер на біполярних транзисторах із зовнішнім зміщенням

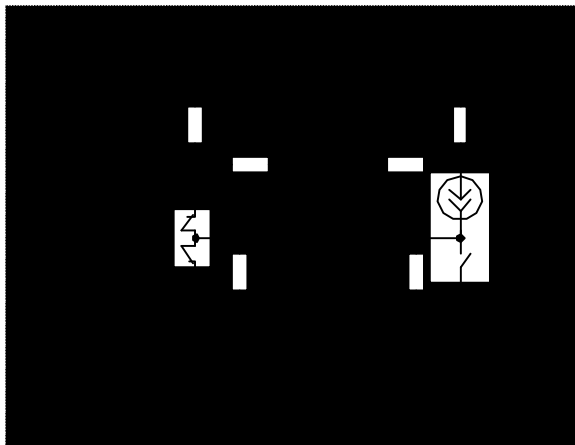
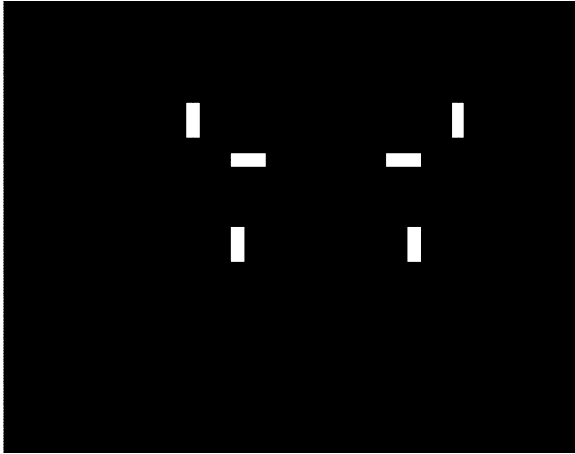
Принципова електрична схема симетричного тригера на біполярних транзисторах наведена на рис. 6.1а. Тригер складається з двох однакових транзисторних підсилювачів за схемою спільний емітер, що працюють у ключовому режимі. Транзисторні підсилювачі з'єднані у кільце: вихід одного підсилювача з'єднаний із входом другого, а вихід другого із входом першого. Щоб забезпечити високу завадостійкість у бази транзисторів через резистори R_5 та R_6 від додаткового джерела напруги U_s задається зовнішнє зміщення негативної полярності. Щоб збільшити швидкодію тригера, тобто

прискорити перехід тригера з одного стану в інший паралельно резисторам R_3 , R_4 увімкнено прискорювальні конденсатори $C1$, $C2$.

Як вже зазначалося, тригер має два стійких стани, у кожному з яких один транзистор відкритий, тобто знаходиться у режимі насичення, а інший закритий, тобто знаходиться у режимі відсікання. У іншому стійкому стані ролі транзисторів змінюються на протилежні. Стани, у яких обидва транзистори були б або відкриті, або закриті, або обидва знаходяться в активному режимі є нестійкі, і опинившись у такому стані, тригер під дією випадкових відхилень (флуктуацій) стрибком перейшов би у один із стійких станів.

Перехід тригера від одного стійкого стану в інший відбувається під дією зовнішніх імпульсів запуску. Якщо для керування переходом тригера з одного стійкого стану в інший використовується два сигнали, що подаються на входи, то такий запуск називається **роздільним**, а якщо один сигнал подається одночасно на обидва входи, то такий запуск називається **лічильним**.

Стійкий стан тригера. У стійкому стані один із транзисторів має знаходитися у режимі насичення, тобто бути відкритим, а інший — у режимі відсікання, тобто закритий, наприклад, транзистор $VT1$ відкритий, а $VT2$ — закритий. Розглянемо за яких умов забезпечується стійкий стан тригера. Еквівалентна розрахункова схема, у якій насичений транзистор $VT1$ представлений двома замкнутими ключами, а закритий транзистор генератором струму і розімкненим ключем наведена на рис. 6.2. Відповідно до еквівалентної схеми (рис. 6.



2), напруга на емітерному переході транзистора $VT2$ дорівнює

$$U_{E2} = -E_s \frac{R_3}{R_3 + R_6} + I_{02} \frac{R_4 \cdot R_6}{R_4 + R_6}. \quad (6.1)$$

Щоб забезпечити режим відсікання транзистора необхідно, щоб напруга на емітерному переході транзистора була менше нуля $U_{E2} \leq 0$. Враховуючи ці співвідношення, режим відсікання транзистора забезпечується за умови

$$R_6 \leq E_s / I_{02}. \quad (6.2)$$

Оскільки тригер симетричний, то

$$R_6 = R_5 = R_E \leq E_s / I_{02}. \quad (6.3)$$

Щоб утримувати транзистор у режимі насичення, необхідно виконання умови

$$I_B \geq I_K / \beta. \quad (6.4)$$

Базовий і колекторний струм насиченого транзистора $VT1$ (рис. 6.2) дорівнюють

$$\begin{aligned} I_{B1} &= U_{CC} / (R_2 + R_4) - U_s / R_5 \\ I_{K1} &= U_{CC} / R_1 \end{aligned} \quad (6.5)$$

Підставляючи рівняння (6.5) в (6.4) і спрощуючи отриманий вираз, матимемо

$$R_3 = R_4 = R_f \leq \left(\frac{\beta}{1 + \beta \frac{U_s}{U_{CC}} \frac{R_1}{R_5}} - 1 \right) \cdot R_1. \quad (6.6)$$

Співвідношення використовується для вибору значень опорів резисторів, що забезпечують режим насичення транзисторів тригера.

Перехід тригера з одного стійкого стану в інший. Тригер може перебувати в одному з двох стійких станів як завгодно довго. Перейти з одного стійкого стану в інший тригер може тільки під дією зовнішніх імпульсів. Процес переходу тригера з одного стійкого стану в інший складається з кількох етапів. Розглянемо цей процес, вважаючи що імпульс запуску має негативну полярність і подається у базу транзистора, який у даному стійкому стані перебуває у режимі насичення.

Першим етапом переходу є етап переходу транзистора із режиму насичення в активний режим. На цьому етапі здійснюється евакуація неосновних носіїв із бази транзистора (так званий **етап розсмоктування** неосновних носіїв заряду). Тривалість цього етапу визначається інерційністю транзистора, а саме дифузною ємністю транзистора, амплітудою імпульсу запуску і ступенем насичення транзистора. Щоб зменшити тривалість цього етапу, слід вибирати високочастотні транзистори, збільшувати амплітуду імпульсу запуску і зменшувати ступінь насичення транзистора.

Другий етап процесу переходу, **етап підготовки** починається від моменту виходу одного транзистора із насиченого стану і закінчується переходом іншого транзистора із закритого стану в активний стан. Тривалість етапу підготовки залежить від швидкості зміни напруги на колекторі протилежного транзистора і від значення напруги зміщення U_s . Щоб зменшити тривалість етапу підготовки, слід зменшувати напругу зміщення. З іншого боку, зменшення напруги зміщення призводить до відповідного зменшення завадостійкості тригера, тому вибираючи значення напруги зміщення слід враховувати ці суперечливі вимоги.

На третьому етапі, етапі **перекидання тригера**, або **етапі регенерації** обидва транзистора перебувають в активному режимі, замикається петля додатного зворотного зв'язку і процеси у тригері мають лавиноподібний характер. У транзисторі, що вийшов із насичення струм колектора різко зменшується, що призводить до різкого збільшення струму бази іншого транзистора. Оскільки транзистор знаходиться у режимі підсилення, то збільшення струму бази підсилюється транзистором і струм колектора цього транзистора зростає. Зростання колекторного струму транзистора, що відкривається супроводжується збільшенням струму бази негативної полярності транзистора, що закривається. Закінчується етап регенерації у той момент, коли транзистор, що закривається, виходить з активного режиму і втрачає здатність підсилювати сигнал. Тривалість етапу регенерації визначається інерційними властивостями транзисторів і становить незначну частку тривалості всього процесу переходу.

Після переходу одного з транзисторів з активного режиму у режим відсікання закінчується етап регенерації і починається **етап відновлення** нового стійкого стану. На етапі відновлення досягають усталених значень такі три напруги: на колекторах транзисторів і на базі транзистора, що закрився на попередньому етапі. Напруга на колекторі транзистора, що закрився, досягає свого усталеного значення по мірі того як зарядиться конденсатор, з'єднаний з колектором транзистора.

6.2 Тригери на логічних елементах

Цифрові пристрої зі зворотними зв'язками призначені для реалізації логічних функцій, значення яких залежить не тільки від значень аргументів у поточний момент часу, а й від значень аргументів у попередні моменти часу. Такі цифрові пристрої називають ще пристроями з пам'яттю. Розглянемо найбільш поширені пристрої.

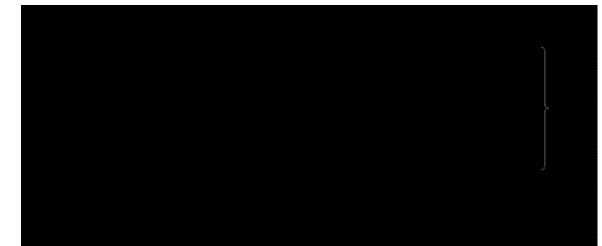
Тригер — це елементарний пристрій зі зворотними зв'язками. Тригер має два стійких стани і може знаходитися у одному з них як завгодно довго. Переведення тригера з одного стану в інший здійснюється вхідними логічними сигналами. Одному стійкому стану відповідає логічна 1, а іншому — логічний 0. Таким чином, тригер може використовуватися для збереження однієї одиниці інформації — біта.

Застосовується кілька різновидностей тригерів, які розрізняються по виду вхідних і вихідних сигналів, а також за способом запису інформації у тригер. За видом вхідних сигналів розрізняють тригери з імпульсним і потенціальним керуванням. За способом запису інформації тригери поділяються на **асинхронні**, у яких запис інформації здійснюється у момент зміни інформаційного сигналу, і **синхронні**, у яких запис інформації здійснюється у певні, цілком визначені моменти дії спеціальних імпульсів синхронізації.

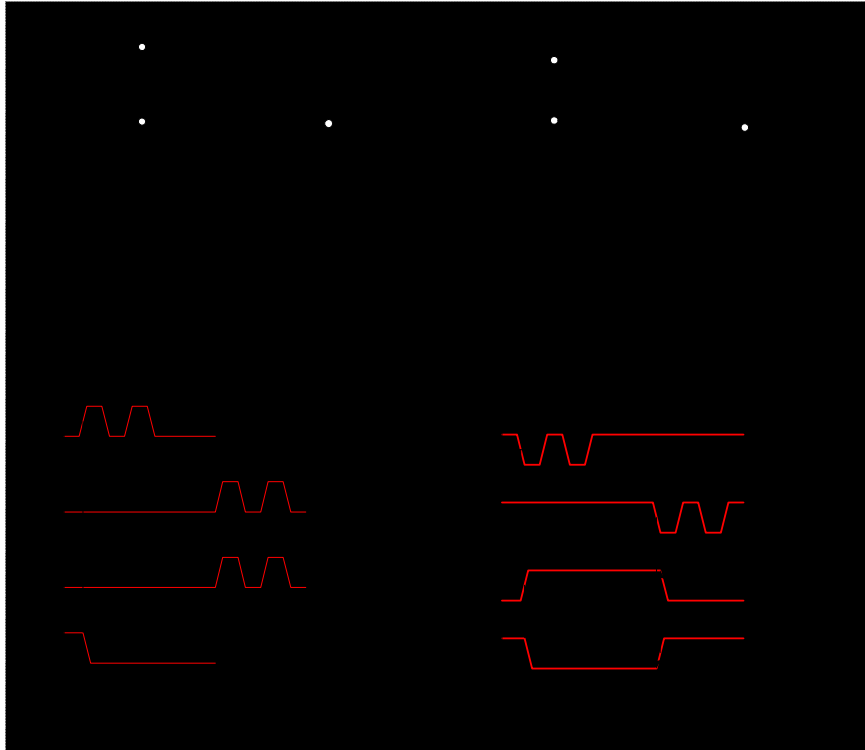
Загальна схема тригера (рис. 6.3) складається з елемента пам'яті і пристрою керування, який забезпечує керування тригером залежно від комбінації вхідних сигналів.

Для побудови тригерів застосовуються логічні елементи, здебільшого І-НЕ (NAND) та АБО-НЕ (NOR), реалізовані на ТТЛ, ТТЛШ, І²Л та емітерно-зв'язаній логіці, а також на польових та комплементарних польових транзисторах.

Розглянемо різновидності тригерів, які використовуються у цифрових пристроях обробки інформації.



RS-тригер. RS-тригер має два входи (S і R) і два виходи (Q і $\bar{Q}$) і може бути реалізований на двох логічних елементах **АБО-НЕ** (рис. 6.4 а), або на двох логічних елементах **І-НЕ** (рис. 6.4 в). Умовне графічне зображення RS-тригера на принципових схемах відповідно до державних стандартів, наведено на рис. 6.4 б і рис. 6.4 г. Робота RS-тригера ілюструється картами Карно (рис. 6.4 д, 6.4 е).



Робота тригера, реалізованого на логічних елементах **АБО-НЕ** і зображеного на рис. 6.4 а, ілюструється часовими діаграмами зміни входних і вихідних сигналів (рис. 6.4 є). Передній фронт сигналу на вході S призводить до переходу вихідного сигналу $\bar{Q}$ з високого на низький рівень, а сигналу Q з низького до високого рівня. Прихід на вхід S повторного імпульсу не змінює стану тригера. Якщо тригер знаходиться у стані збереження 1, то дія на вході R імпульсу, призводить до переходу сигналу Q з високого рівня у низький.

Керівними входними сигналами для тригера на основі елементів **І-НЕ** (рис. 6.4 в) є сигнали низького рівня, тобто рівня логічного 0. Якщо на вхід S (від

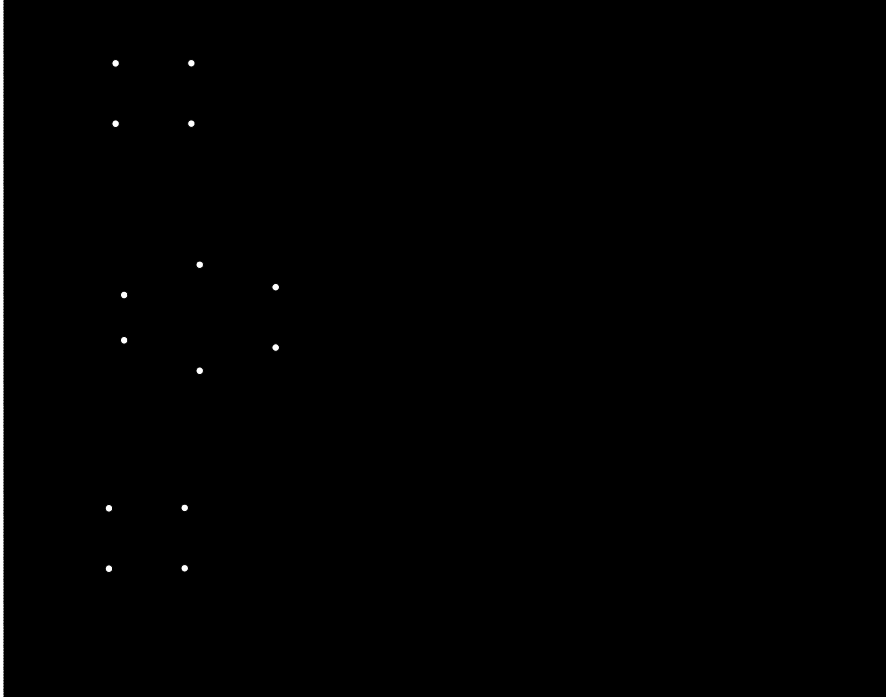
англ. Set — установка) подати сигнал низького рівня (рівня логічного 0), то на виході Q RS-тригера встановиться 1, а на виході $\bar{Q}$ встановиться 0 (рис. 6.4 ж). Якщо ж сигнал низького рівня (рівня логічного 0) подати на вхід R (від англ. Reset — скидання, повернення до початкового стану), то на виході Q RS-тригера встановиться 0, а на виході $\bar{Q}$ встановиться 1. Одночасна подача сигналів низького рівня на обидва входи S і R заборонена, тому що стан тригера буде невизначений. RS-тригер (рис. 6.4 в) зберігає попередній стан, якщо на обидва входи S і R подати сигнали високого рівня (рівня логічної 1). У цьому режимі RS-тригер відіграє роль елементарного пристрою пам'яті, призначеного для зберігання одного біта інформації.

Робота тригера, реалізованого на логічних елементах **І-НЕ** і зображеного на рис. 6.4 в, ілюструється часовими діаграмами зміни входних і вихідних сигналів (рис. 6.4 ж).

Для RS-тригера характерна наявність дії на входи тригера заборонених комбінацій. Стан, у який переходить тригер пам'ять по закінченню дії забороненої комбінації, залежить від того, котрий із сигналів триває довше. Неоднозначності реакції RS-тригера на заборонену комбінацію входних сигналів є істотним недоліком.

Для усунення неоднозначності реакції RS-тригера на заборонену комбінацію сигналів, необхідно встановити стан, у який тригер має перейти. За реакцією на заборонену комбінацію входних сигналів розрізняють R-тригери, які переходять у нульовий стан, S-тригери, які переходять в одиничний стан і E-тригери, які зберігають попередній стан.

R-тригер на елементах **I-НЕ** наведений на рисунку 6.5 а, а його карта Карно на рис. 6.5 б. Якщо на вхід такого тригера поступає заборонена комбінація $S=R=1$, то через те, що вхід логічного елемента $DD1$ поступає

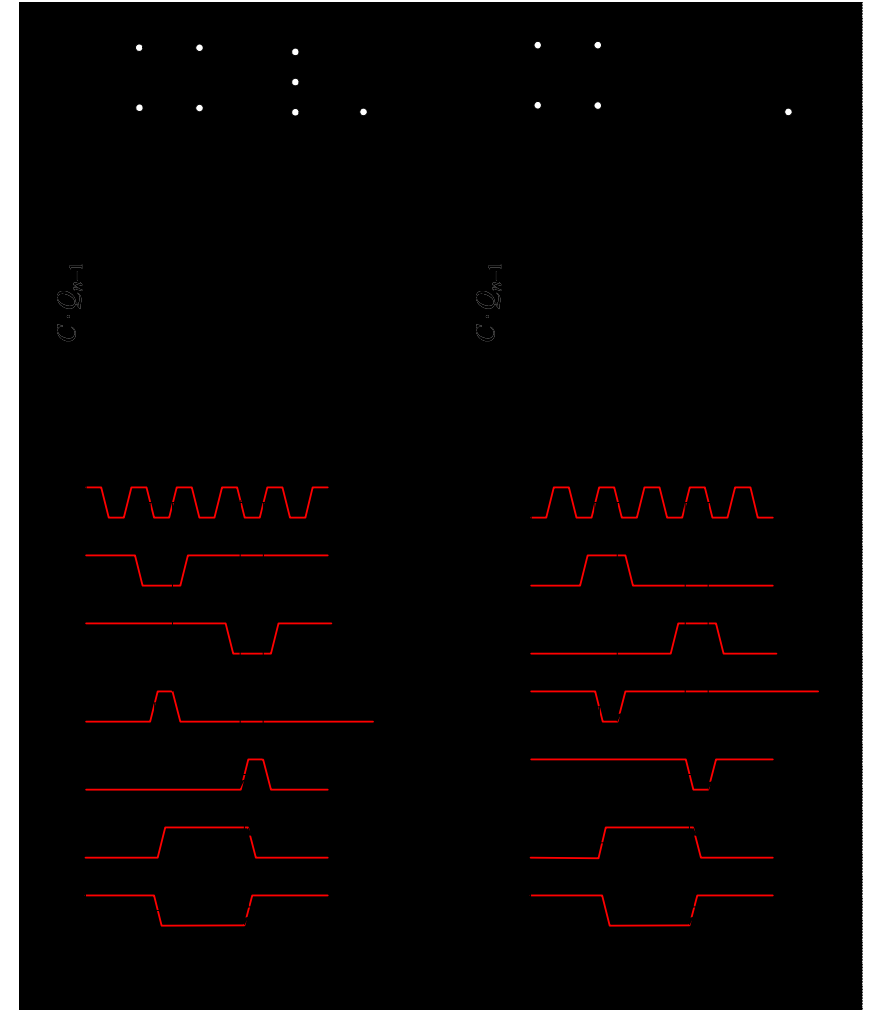


інверсний сигнал $\bar{R}$, вихід елемента $DD1$ незалежно від сигналу S встановлюється в 1. Таким чином, комбінація сигналів $S=R=1$ встановлює тригер в нуль.

На рисунку 6.5 д наведена схема S-тригера на елементах **I-НЕ**, а на рис. 6.5 е — його карта Карно. Якщо на вхід такого тригера поступає заборонена комбінація $S=R=1$, то через те, що вхід логічного елемента $DD2$ поступає інверсний сигнал $\bar{S}$, вихід елемента $DD2$ незалежно від сигналу R встановлюється в 1. Таким чином, комбінація сигналів $S=R=1$ встановлює тригер в одиницю.

E-тригер на елементах **I-НЕ** наведений на рисунку 6.5 в. Перехід тригера з одного стану в інший під дією вхідних сигналів ілюструє карта Карно (рис. 6.5 г). Якщо на вхід тригера поступає комбінація сигналів $S=R=1$, то інвертуючись на елементах $DD1, DD2$ вони поступають на входи елементів $DD3, DD4$. У такому разі їх вихідні сигнали S_1, R_1 дорівнюють одиниці і вихідний тригер на елементах $DD5, DD6$ зберігає попередній стан.

Синхронізований RS-тригер. Завади на входах тригерів за певних умов мо-



жуть бути причиною хибних спрацювань тригерів. Для зменшення ймовірності хибних спрацювань доцільно розглянути тригери синхронізувати послідовністю імпульсів, які слід подавати на додаткові входи логічних елементів.

Крім зменшення залежності від завад, синхронізація тригерів використовується для його роботи у складі синхронізованих цифрових пристроїв обробки інформації.

У більшості цифрових пристроїв обробки інформації необхідно, щоб RS-тригер змінював свій стан не у довільні, а у цілком визначені моменти часу. Щоб задати такі моменти часу, у цифрових пристроях обробки інформації

використовують спеціальну послідовність так званих **імпульсів синхронізації** (англ. *clock*), або **тактових імпульсів**. Імпульси синхронізації подаються через такий інтервал часу (період синхронізації), щоб закінчилися перехідні процеси переходу тригерів та інших цифрових пристроїв з одного стану в інший. Застосування імпульсів синхронізації усуває неоднозначність стану тригерів і різко збільшує надійність їх роботи.

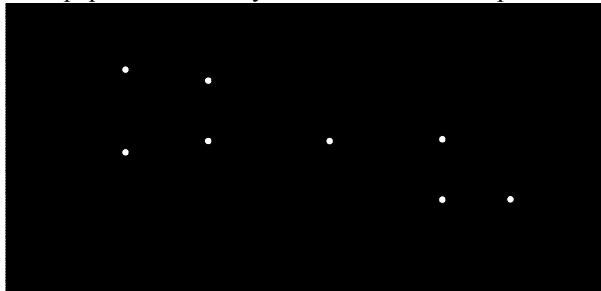
На рисунку 6.6 а наведена схема синхронного RS-тригера на елементах **АБО-НЕ (NOR)**, на рис. 6.6 в на елементах **І-НЕ (NAND)**, на рис. 6.6 д, 6.6 е — їх карти Карно. Умовні графічні позначення синхронізованих RS-тригерів наведені на рис. 6.6 б, 6.6 г. Часові діаграми, що ілюструють роботу тригерів, наведені, відповідно, на рис. 6.6 ж, 6.6 з. Такий вид синхронізації називається **синхронізація рівнем сигналу**. Синхронізація рівнем сигналу може бути застосована також для R-тригерів, S-тригерів і Е-тригерів.

У тригерах, синхронізованих рівнем, будь-які зміни на інформаційних входах під час дії синхроімпульсу можуть передаватися на вихід і призводити до хибних спрацювань тригерів. Для усунення цього недоліку, застосовується синхронізація, коли інформація може бути змінена тільки впродовж дії фронту чи спаду синхроімпульсу.

Такий вид синхронізації називається **синхронізацією фронтом імпульсу**.

На рис. 6.7 наведена схема і умовне графічне зображення синхронізованого

фронтом RS-тригера. Слід зазначити, що у сучасних мікросхемах застосовуються здебільшого тригери, синхронізовані фронтом.

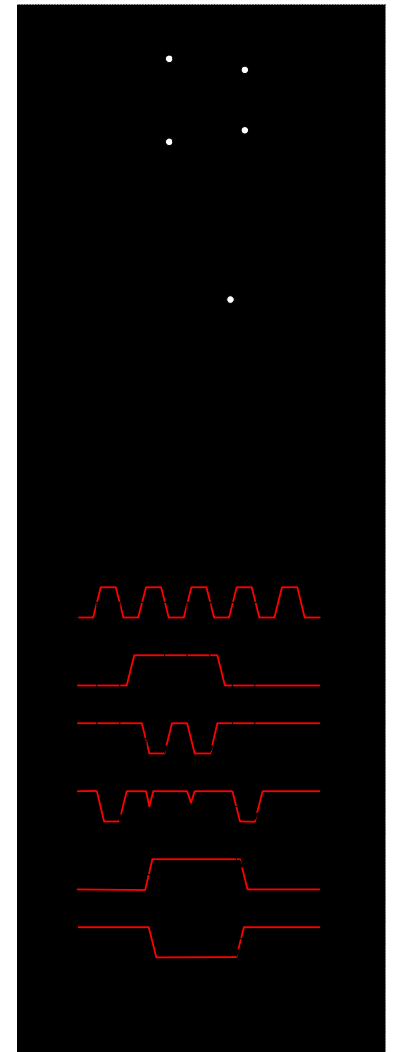


D-тригер. D-тригер має один інформаційний вхід (D-вхід) і один вхід синхронізації (C - вхід) і два виходи: прямий (Q) і інверсний ($\bar{Q}$) (рис. 6.8 а). У моменти дії на вході синхронізації C рівня або фронту імпульсу здійснюється запис у тригер інформації, яка у цей момент поступає на інформаційний вхід (D-вхід). D - тригер називають також тригер із затримкою (від англ. Delay — затримка), тому що інформація на прямому виході тригера з'являється із затримкою на один період імпульсів синхронізації (рис. 6.8 г). умовне графічне зображення D-тригера відповідно до державних стандартів наведено на рис. 6.8 б.

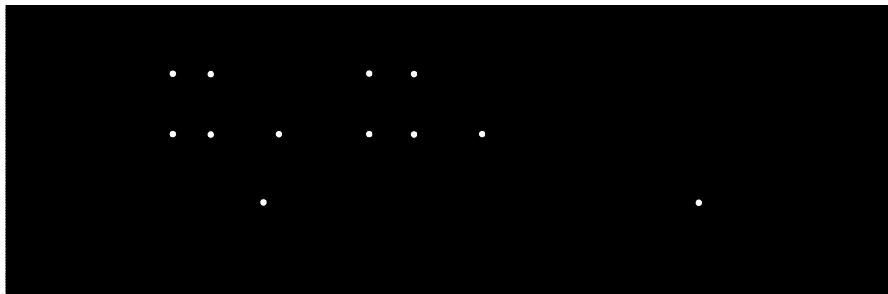
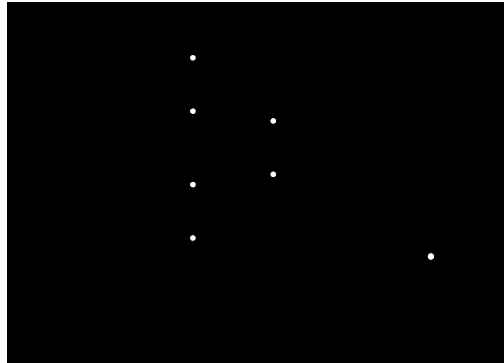
Робота D-тригера пояснюється картою Карно (рис. 6.48 в) і часовими діаграмами вхідних і вихідних сигналів (рис. 6.8 г). Якщо на вході синхронізації діє сигнал низького рівня (логічний 0), то на виході елементів DD1, DD2 (сигнали $\bar{S}_1, \bar{R}_1$) буде сигнал високого рівня незалежно від сигналу на інформаційному вході і тригер на логічних елементах DD3, DD4 перебуває у стані збереження інформації. Якщо ж сигнал синхронізації має високий рівень (рівень логічної 1), то у тригер на логічних елементах DD3, DD4 записується інформація, яка присутня на його інформаційному вході D.

Щоб забезпечити надійне функціонування D-тригера необхідно зменшити ймовірність зміни стану тригера по D- входу (так зване наскрізне керування по D- входу) під час дії імпульсу синхронізації. Це досягається застосуванням синхронізації D-тригера фронтом імпульсу. D-тригер, синхронізований фронтом імпульсу наведений на рисунку 6.9 а, а його умовне графічне позначення на рис. 6.9 б.

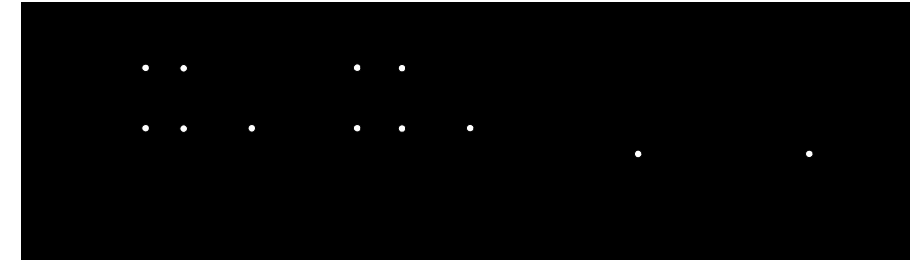
Ще одним способом усунення наскрізного керування D-тригером полягає у застосуванні двоступеневих структур. Тригери з двоступеневими структурами називаються тригерами MS-типу (Master-хазяїн, Slave-раб). Двоступеневий тригер (рис. 6.10 а) складається з двох D-тригерів, які синхронізу-



ються протилежними рівнями сигналу, завдяки чому запис інформації у тригери розділені у часі: якщо один з тригерів знаходиться у стані запису інформації, то інший — у стані її збереження. Умовне графічне зображення наведено на рис. 6.10 б.



Т-тригери. Тригери з одним входом, які з кожним імпульсом вхідного сигналу переходять у протилежний стан, називаються *Т-тригерами*, або *лічильними* тригерами, оскільки на їх основі зручно реалізувати лічильни-



ки імпульсів. Щоб забезпечити такий алгоритм роботи, необхідно ввести зворотні зв'язки з виходу тригера на його вхід. Найзручніше це зробити у тригерах, побудованих за двоступінчатою схемою (рис. 6.11а). Т-тригер можна також реалізувати на основі двоступінчатого D-тригера, з'єднавши інверсний вихід тригера з його інформаційним входом D (рис. 6.11в). Умовне графічне зображення Т-тригерів наведено на рис. 6.11 бв.

JK-тригер. JK - тригер має як і RS - тригер два керівних входи J і K (рис. 6.47а). Якщо на вхід J подати сигнал із рівнем логічної 1, а на вхід K сигнал із рівнем логічного 0, то тригер установиться в 1, тобто на виході встановиться сигнал логічної 1. Сигнал з рівнем логічної 1 на вході K установлює тригер в 0, тобто при такій комбінації сигналів JK - тригер діє як RS - тригер. Якщо ж на обох входах JK - тригер подати сигнал логічної одиниці, то під дією імпульсу синхронізації тригер перейде у протилежний стан, тобто коли на J і K входах діє сигнал логічної одиниці, то JK - тригер працює як Т-тригер. JK - тригер зберігає попередній стан, тобто знаходиться у режимі зберігання інформації, якщо на обидва входи J і K подати сигнали логічного 0.

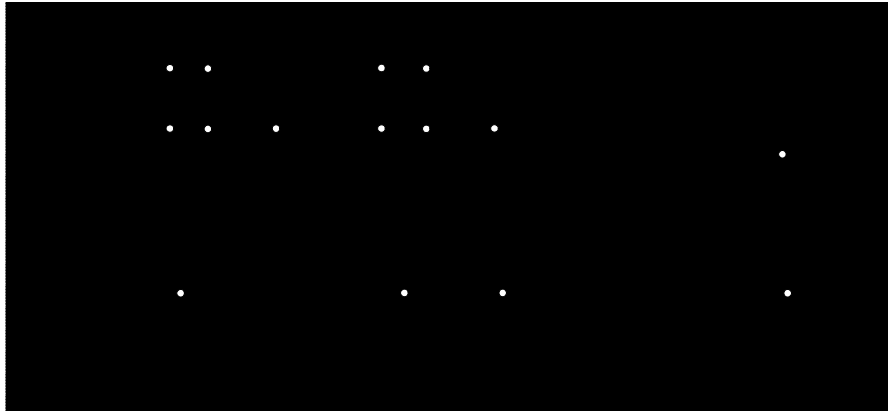


Схема двоступеневого синхронного JK-тригера наведена на рис. 6.12 а, його умовне графічне позначення на рис. 6.12 б.

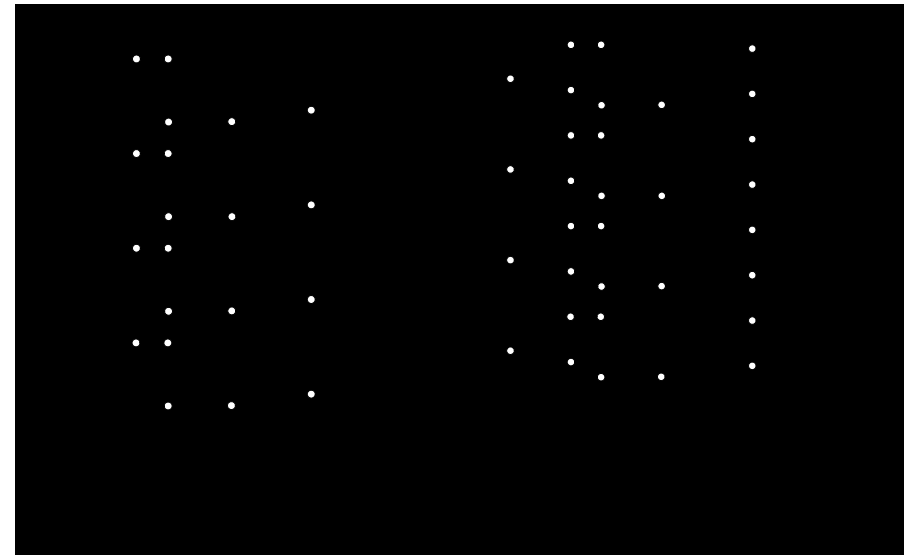
JK-тригер називається універсальним, тому що на його основі можна реалізувати RS-тригер (рис. 6.12 в), D-тригер (рис. 6.12 д), Т-тригер (рис. 6.12 е).

6.3 Регістри

Регістри — це електронні пристрої, побудовані на основі тригерів і призначені для прийому, зберігання, перетворення і передачі інформації у формі двійкових чисел. **Розрядність** регістра визначається кількістю тригерів, що входять до його складу, а, отже, і кількістю розрядів двійкового числа, яке може зберігати регістр. Другою важливою характеристикою регістрів є їх **швидкодія**, яка визначається швидкодією тригерів, що входять до складу регістрів.

Залежно від способу прийому й передачі інформації у двійковій формі регістри поділяються на послідовні, паралельні і універсальні.

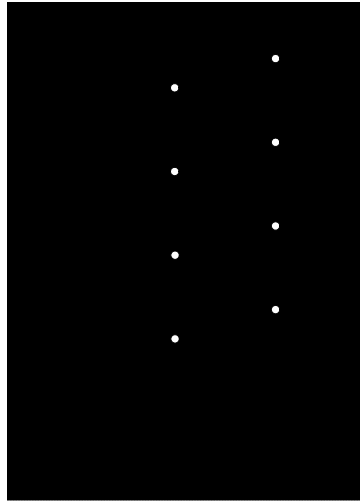
Паралельний регістр. У паралельний регістр всі розряди двійкового



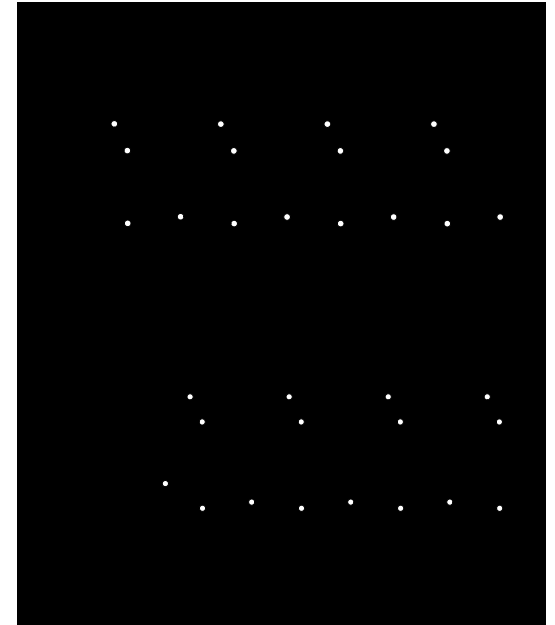
числа вводяться одночасно, паралельно в усі розряди. Паралельні регістри використовуються як пам'ять з великою швидкодією у цифрових пристроях обробки інформації. На рисунку 6.13 наведені схеми паралельних регістрів, реалізованих на різних типах тригерів і з різною реалізацією вхідних і вихідних схем. У регістрі на основі асинхронних RS-тригерів (рис. 6.13 а) перед занесенням інформації через входи $x_0, x_1, x_2, \dots$ потрібно попереднє встановлення всіх тригерів у нульовий стан сигналом R . Уведення (запис) інформації здійснюється сигналом C .

У регістрі (рис. 6.13 б) також побудованого на основі асинхронних RS-тригерів попереднє очищення регістра не потрібне і запис інформації здійснюється за один такт. Видача інформації у цьому регістрі може здійсню-

ватися як у прямому коді (сигнал $EO_2=1$), або у оберненому коді (сигнал $EO_1=1$). У регістрі, побудованому на основі D-тригерах (рис. 6.14), занесення інформації здійснюється імпульсами синхронізації С. видача інформації може здійснюватися як у прямому коді, так і в оберненому.

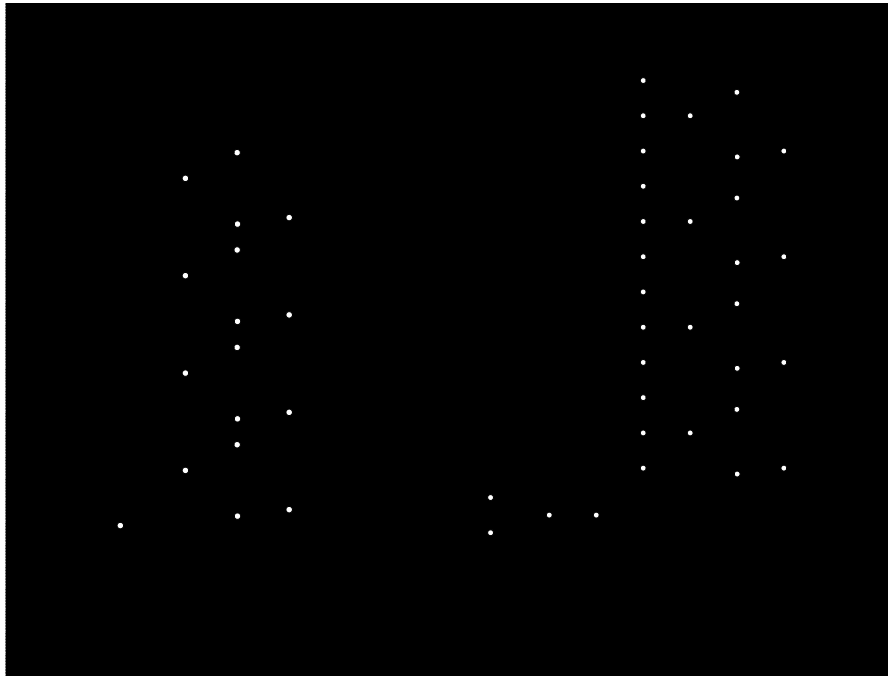


Послідовний регістр. Послідовні регістри виконують операцію зсуву двійкового числа під час послідовного введення чи виведення інформації. Зсув двійкового числа реалізується перезаписом стану між сусідніми тригерами регістра у напрямі зсуву. Таким чином, кожний тригер регістра одночасно приймає інформацію з попереднього розряду і передає у наступний. Для уникнення збоїв і підвищення надійності застосовуються двотактні тригери. Якщо зсув інформації здійснюється в одному напрямі, то достатньо з'єднати виходи попереднього тригера MS-типу із входами наступного (рис. 6.15). Уведення інформації можна здійснювати *послідовно*, розряд за розрядом по входу X з наступним зсувом інформації праворуч на один розряд кожним імпульсом синхронізації. Можна також здійснити введення інформації у регістр *паралельно* по входах x_0, x_1, x_2, x_3 сигналом PE. Схеми таких регістрів, реалізованих на основі D-тригерах, наведено на рис. 6.15 а, а на JK-тригерах — на рис. 6.16б.



Крім зберігання інформації, регістр зсуву використовується також для перетворення послідовного коду двійкового числа у паралельний.

У *реверсивних* регістрах зсув інформації може здійснюватися в обох напрямках, тому вихід кожного розряду має бути зв'язаний через логічні елементи із входами попереднього й наступного розрядів (рис. 6.16). Напрямок зсуву задається сигналом E.



Універсальний регістр. Універсальним регістром називається реверсивний регістр зсуву, у якому передбачена можливість паралельного занесення інформації, тобто в універсальному регістрі поєднані властивості паралельних і послідовних регістрів. На рисунку 6.16 б наведена схема універсального регістра на D -тригерах, який може працювати у трьох режимах: послідовного введення інформації через вхід x із зсувом праворуч, послідовного введення інформації через вхід y із зсувом ліворуч, паралельного введення інформації через входи x_0, x_1, x_2, x_3 . Режим роботи універсального регістра (рис. 6.16 б) задається за допомогою сигналів $E>$ і $E<$ відповідно до таблиці 6.10.

Таблиця 6.10

Керівні сигнали		Режим роботи
$E>$	$E<$	
0	0	Паралельне введення інформації
0	1	Зсув ліворуч
1	0	Зсув праворуч
1	1	Блокування входів

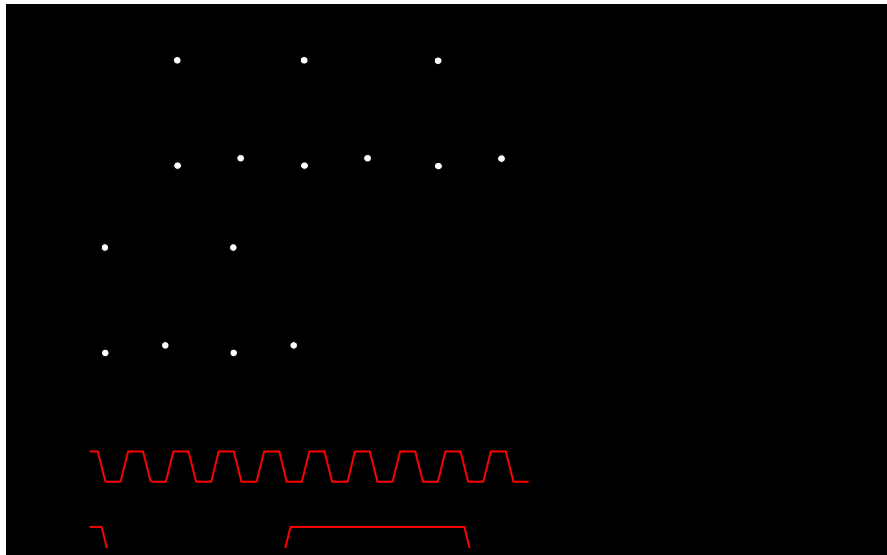
Сучасна електронна промисловість випускає універсальні регістри у вигляді інтегральних мікросхем, які залежно від спеціальних керівних сигналів можуть працювати у режимах як послідовного, так і паралельного регістрів. На рисунку 6.17 як приклад наведений універсальний 4-розрядний регістр К531ІР6. Входи D_0, D_1, D_2, D_3 призначені для паралельного введення інформації, вхід DR призначений для послідовного введення інформації із зсувом праворуч, вхід DL — для послідовного введення інформації із зсувом ліворуч, вхід C — вхід синхронізації, вхід R призначений для очищення регістра і встановлення всіх його розрядів у нульовий стан. Входи керування S_0, S_1 призначені для встановлення режиму роботи регістра. Залежність режиму роботи регістра від комбінації сигналів на входах S_0, S_1 наведено у таблиці 6.11.

Таблиця 6.11

S_1	S_0	Режим роботи
0	0	Блокування
0	1	Зсув праворуч
1	0	Зсув ліворуч
1	1	Паралельне введення

6.4 Подільники частоти

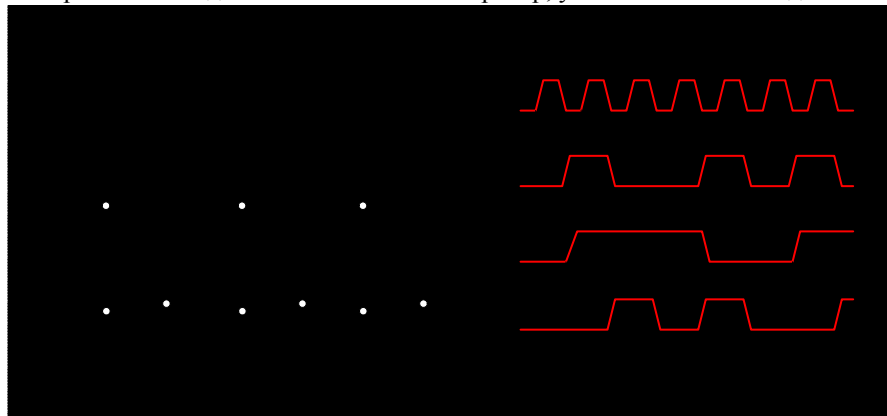
Подільником частоти імпульсів називається цифровий пристрій на основі



тригерів, призначений для зменшення частоти імпульсів у цілу кількість разів. Відношення частоти входних імпульсів подільника f_x до частоти вихідних f_y називається коефіцієнтом ділення

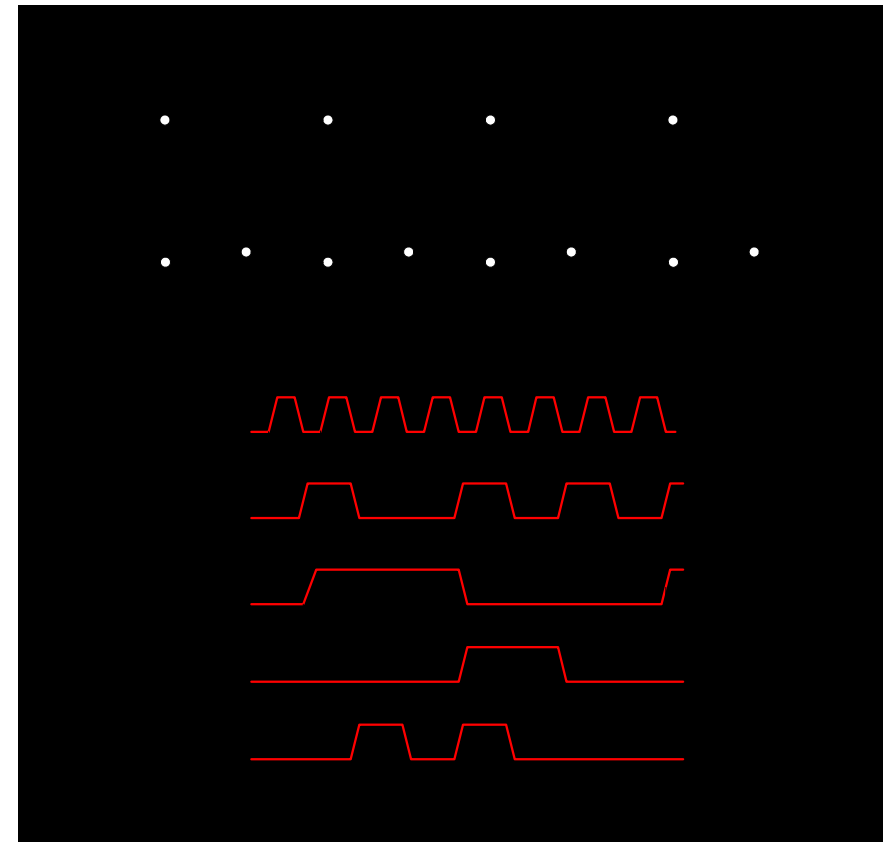
$$k = \frac{f_x}{f_y}. \quad (6.7)$$

Найпростішим подільником частоти є Т-тригер, у якого частота вихідних



імпульсів вдвічі менша за частоту входних імпульсів, тобто коефіцієнт ді-

лення такого подільника дорівнює двом ($k=2$). Щоб забезпечити коефіцієнт



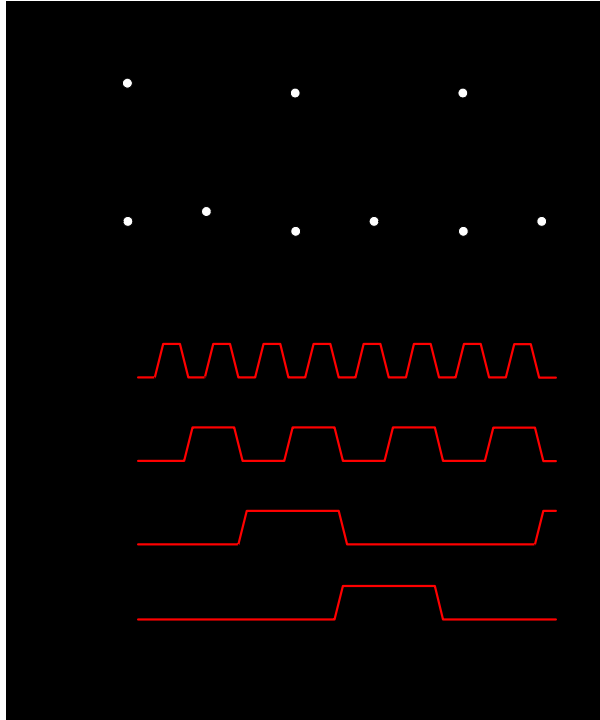
ділення рівним степені двійки ($k=2^n$), слід послідовно з'єднати n Т-тригерів. На рис. 6.18 а наведений подільник частоти імпульсів з коефіцієнтом ділення 8, у якому Т-тригер реалізований на основі універсального JK -тригера. Період коливань вихідного сигналу (рис. 6.18, в) у вісім разів більший періоду входного сигналу.

Для побудови подільників частоти з коефіцієнтом ділення, який виражається натуральним числом і не рівний степені 2, застосовуються зворотні зв'язки між тригерами. Як приклад, на рис. 6.18, б наведена схема подільника частоти імпульсів з коефіцієнтом ділення 3, а на рис. 6.18, г — входні і вихідні сигнали тригерів подільника. Перший JK -тригер подільника працює у режимі T -тригера тільки у тому разі, якщо другий JK -тригер перебуває у нульовому стані.

Подільники частоти імпульсів з коефіцієнтами ділення 5 і 7 (рис. 6.19, 6.20) побудовані аналогічно, використовуючи зворотні зв'язки між тригерами подільника.

Якщо потрібно реалізувати подільник частоти з коефіцієнтом ділення, що не виражається простим числом, то його потрібно розкласти на прості множники і ці множники будуть коефіцієнтами ділення простих подільників частоти, послідовне з'єднання яких утворюють подільник частоти із заданим коефіцієнтом ділення.

Наприклад, на рис. 6.21 наведена схема подільника частоти з коефіцієнтом ділення $k=6$, який реалізований послідовним з'єднанням подільників частоти з коефіцієнтами ділення $k_1=2$ і $k_2=3$.

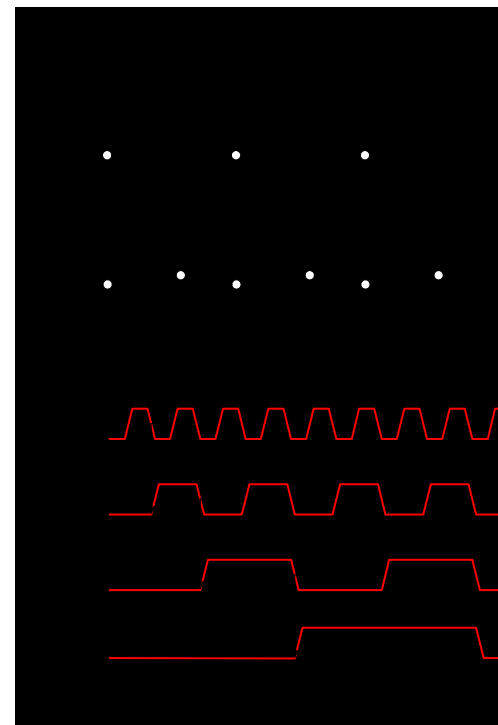


6.5 Лічильники імпульсів

Лічильниками імпульсів називаються цифрові електронні пристрої з пам'яттю, призначені для підрахунку кількості входних імпульсів і збереження цієї інформації. За способом підрахунку лічильники поділяються на лічильники додавання, віднімання, реверсивні. У лічильників може бути організований послідовний, наскрізний, паралельний і комбінований перенос. Лічильники з послідовним і наскрізним переносом називаються *асинхронними*, а з паралельним — *синхронними*.

Основними параметрами лічильників імпульсів є місткість лічильника й швидкодія. **Місткість** лічильника визначається максимальною кількістю імпульсів, яку може порахувати лічильник і залежить від кількості тригерів, що входять до складу лічильника. **Швидкодія** лічильника імпульсів залежить від швидкодії тригерів, що входять до його складу і визначається *середньою тривалістю* переходу лічильника з одного стану в інший, або оберненою величиною — *максимальною частотою* імпульсів, які лічильник підраховує без збоїв.

Асинхронні лічильники. У асинхронних лічильників тригери переходять з одного стану в інший послідовно, розряд за розрядом, починаючи від наймолодшого і закінчуючи найстаршим.

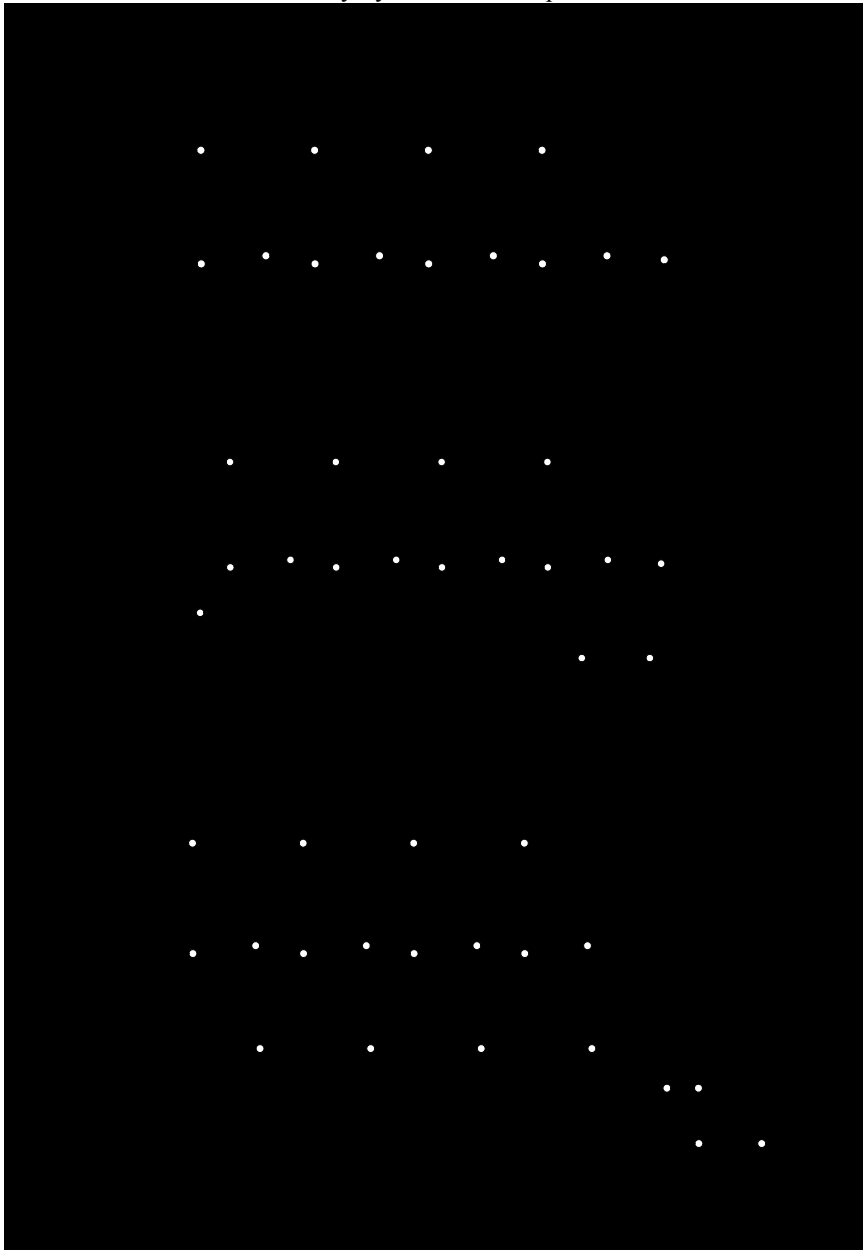


На рисунку 6.22 як приклад наведено 3-розрядний асинхронний лічильник на основі JK-тригерів, які з'єднані послідовно, тобто вихід першого тригера подається на вхід синхронізації другого, вихід другого — на вхід третього і так далі. Входи J і K об'єднані між собою і на них подається сигнал із рівнем логічної одиниці. У такому режимі, як відомо, JK-тригер із кожним новим імпульсом, що поступає на його вхід, переходить у протилежний стан.

Максимальна кількість імпульсів, підрахована лічильником такого типу кратна степені 2. Часто виникає потреба у лічильниках, місткість якого дорівнювала б довільному числу, не обов'язково

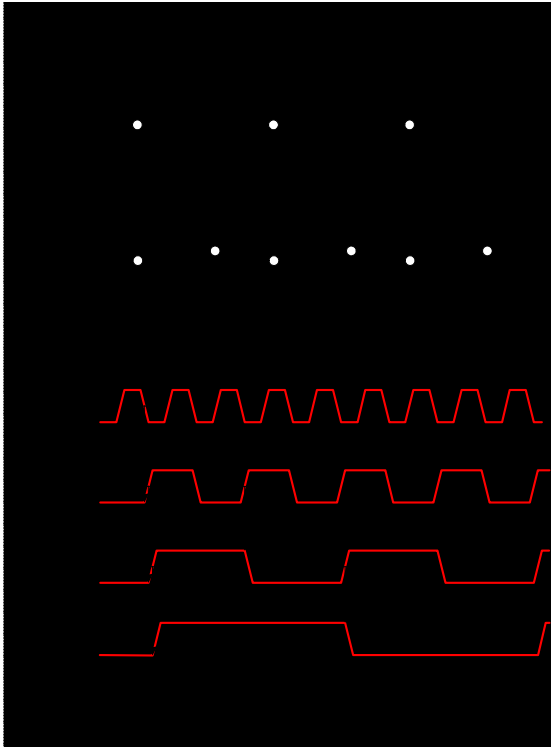
лічильниках, місткість якого дорівнювала б довільному числу, не обов'язково

кратному степені 2. Такі лічильники реалізуються введенням додаткової схеми скидання лічильника у нульовий стан при досягненні кількості під-



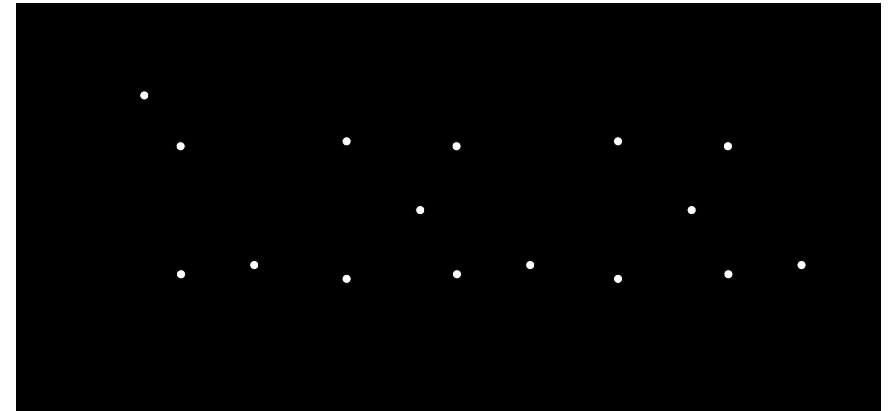
рахуваних імпульсів заданого числа. На рис. 6.23, а наведений лічильник імпульсів, у якому при досягненні кількості підрахованих імпульсів 10 формується за допомогою елемента І-НЕ сигнал скидання лічильника у нульовий стан, тобто місткість такого лічильника дорівнює 10. Якщо тривалість переходу тригерів лічильника у нульовий стан неоднакова, то може трапитись неповне скидання лічильника у нуль. Щоб запобігти цьому, застосовують запам'ятовування сигналу скидання на спеціальному тригері, на виході якого сигнал буде утримуватися впродовж усього такту, поки всі тригери лічильника гарантовано не перейдуть у нульовий стан (рис.6.23, б). У багатьох випадках потрібні лічильники імпульсів, місткість яких можна змінювати, задаючи код на вході лічильника. На рис. 6.23, в наведена реалізація такого лічильника зі змінною місткістю. Двійковий код заданої місткості лічильника подається на перші входи елементів І-НІ. На другі входи подаються інверсні сигнали з виходів тригерів лічильника (рис. 6.23, в). Якщо кількість підрахованих імпульсів досягне заданої, формується сигнал скидання лічильника у нульовий стан, який запам'ятовується на тригері і утримується впродовж одного такту. Цим сигналом лічильник гарантовано переводиться у нульовий стан і підрахунок імпульсів починається заново.

Розглянуті вище асинхронні лічильники імпульсів належать до лічильників *додавання*. Для реалізації режиму *віднімання*, достатньо на лічильний вхід тригера подавати сигнал не з прямого виходу попереднього тригера, а з інверсного (рис. 6.24).



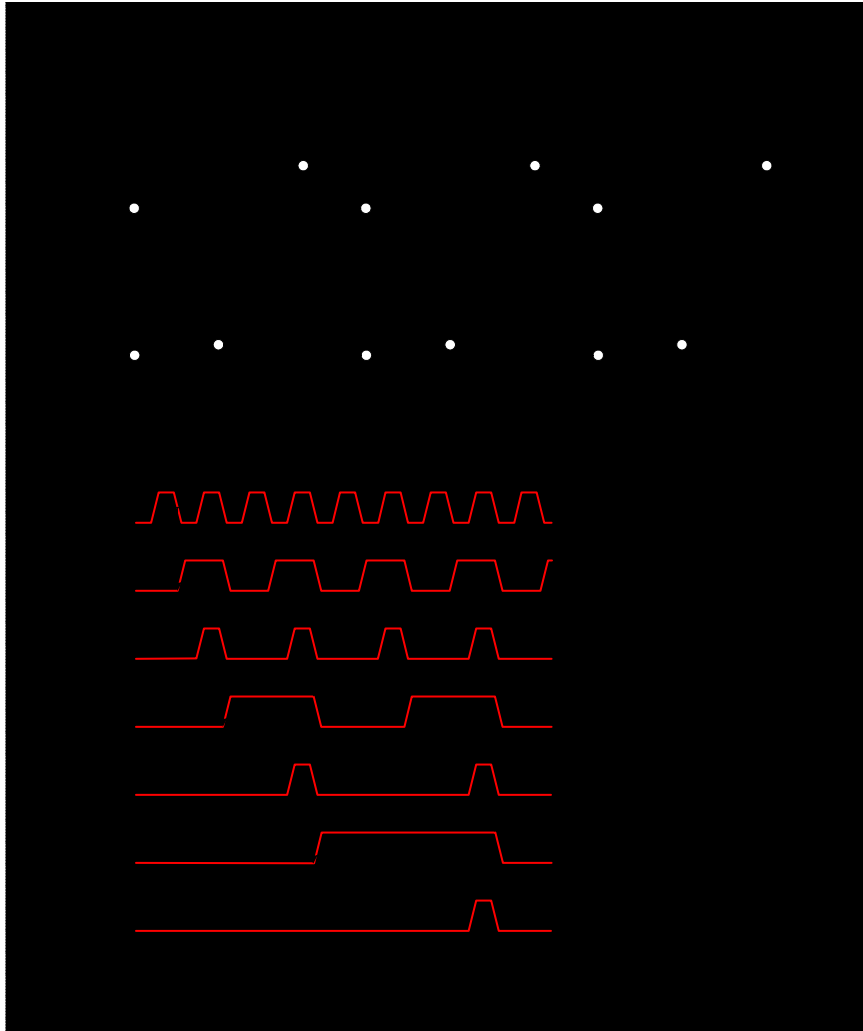
Лічильники імпульсів, у яких можна вибрати один з двох режимів: режим додавання, чи режим віднімання, називаються *реверсивними* лічильниками імпульсів. На рисунку 6.25 наведена схема реверсивного лічильника імпульсів на *JK*-тригерах, у якому режим віднімання чи додавання вибирається сигналом *E*.

Середня тривалість переходу лічильника з одного стану до переходу лічильника з одного стану в інший визначається сумою тривалостей переходу всіх його тригерів. Таким чином, зі збільшенням кількості розрядів лічильника, його швидкодія зменшується і це є основним недоліком лічильників такого



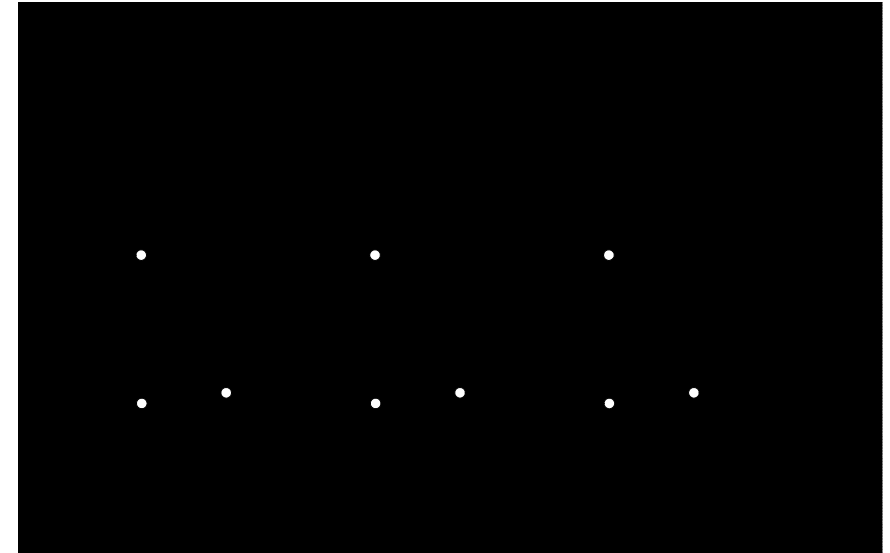
типу.

Один із способів збільшення швидкодії асинхронних лічильників полягає в організації переносів між розрядами через додаткові логічні елементи (рис. 6.26 а,б). Якщо перший тригер лічильника (рис. 6.26 а,б) знаходиться у стані логічної 1, то наступний вхідний імпульс С переводить його у нульовий стан заднім фронтом. Як видно з часових діаграм (рис. 6.26 в), ще до пе-



реключення виходу Q_1 тригера $DD1$ лічильний імпульс С через елемент $DD2$ поступає як імпульс переносу P_1 на тригер $DD3$ другого розряду і на елемент $DD4$. Таким чином лічильний імпульс поступає одночасно на всі тригери, які знаходяться в одиничному стані.

Синхронні лічильники. До синхронних належать лічильники, у яких



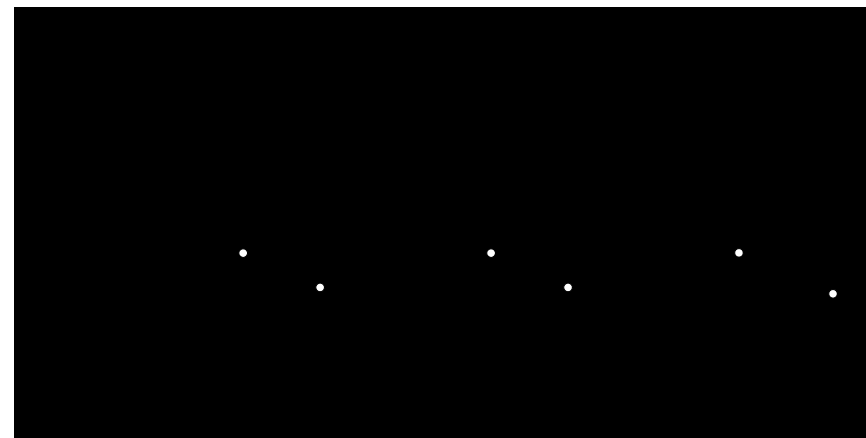
переключення розрядів відбувається одночасно, синхронно, для чого на всі розряди лічильника подається послідовність імпульсів синхронізації. Завдяки такій синхронізації досягається мінімальна тривалість встановлення лічильника, яка не перевищує тривалість встановлення одного тригера, тобто забезпечується максимальна частота лічби.

Схема простого синхронного лічильника на JK-тригерах наведена на рисунку 6.27 у якому перенос у старший розряд поширюється послідовно через елементи $DD2$, $DD4$, $DD6$, ... по мірі поширення логічної 1. Аналогічний лічильник на D-тригерах наведено на рис. 6.57

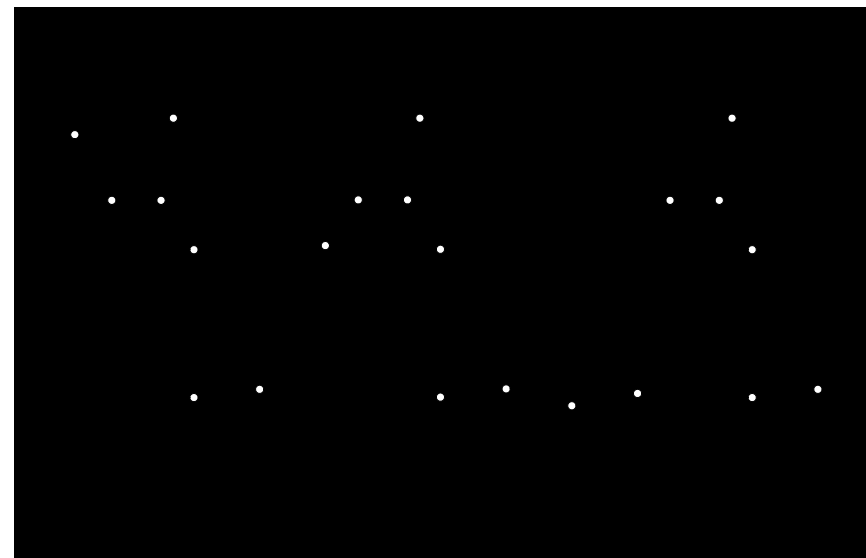
За рахунок логічних елементів схеми переносу $DD2$, $DD4$, $DD6$, ... накопичується затримка імпульсів, що накладає обмеження на максимальну частоту лічби. Затримка лічильних імпульсів збільшується зі збільшенням кількості розрядів лічильника.

Для зменшення затримки лічильних імпульсів, а, отже, для збільшення швидкодії лічильника застосовують схеми наскрізного переносу (рис. 6.58а, рис. 6.59), дія яких ґрунтується на тому факті, що довільний розряд лічильника переключасться тільки у тому разі, коли всі попередні розряди знаходяться у стані логічної 1. Зі збільшенням порядку розряду збільшується кількість входів логічних елементів схеми переносу, тобто збільшуються апаратні затрати.

Щоб досягнути компромісу між збільшенням швидкодії лічильника і необхідними для цього апаратними затратами застосовують поділ розрядів



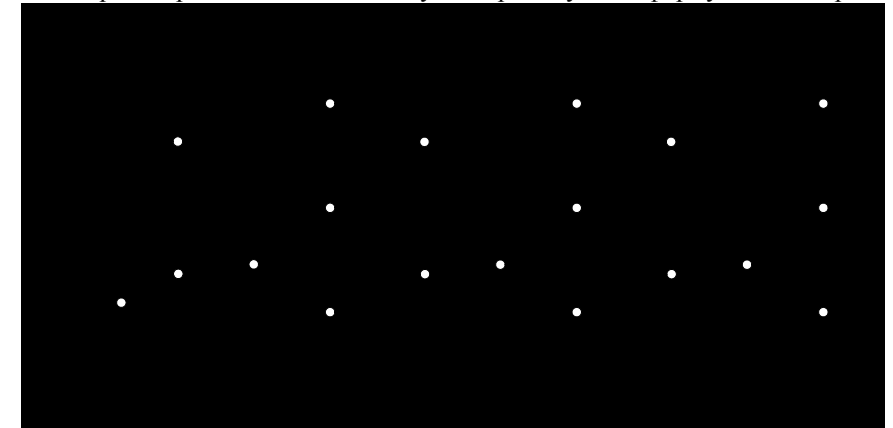
лічильника на групи. Усередині кожної групи розрядів реалізується паралельний перенос, а між групами — послідовний перенос (рис.6.28). такі лічильники називаються лічильниками з *груповим* переносом.



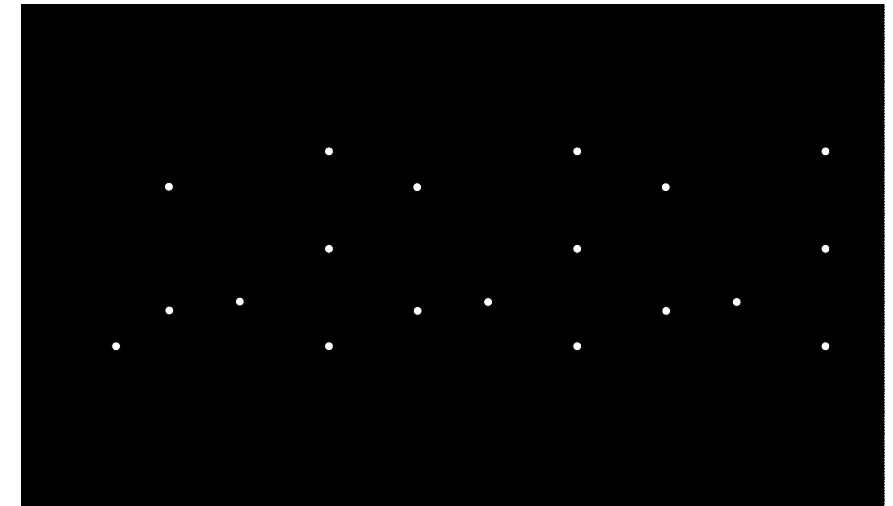
Синхронний лічильник, що працює у режимі *віднімання*, так як і асинхронний реалізується за рахунок зв'язків входів тригерів з інверсними виходами попереднього молодшого розряду (рис.6. 29). Як правило, такі лічильники мають входи паралельної попередньої установки числа (входи $a_0, a_1, a_2, \dots$),

від якого починається зворотна лічба. Занесення паралельного коду у лічильник здійснюється сигналом WR .

Реверсивні синхронні лічильники будуються за тим самим принципом, що й асинхронні: режим додавання імпульсів реалізується формуванням пере-



носів з прямих виходів тригерів, а режим віднімання — з інверсних. На рисунку 6.30 наведена схема реверсивного синхронного лічильника з послідовним переносом, а на рис. 6.31 — з паралельним. Переведення лічи-



льника у режим додавання чи віднімання здійснюється сигналом E .

Контрольні запитання і завдання

1. Що таке тригер?
2. Яку структуру має тригер на дискретних елементах?
3. Поясніть принцип дії тригера на дискретних елементах.
4. Які види тригерів на логічних елементах Ви знаєте?
5. Що таке регістр?
6. Як записується інформація у послідовний і паралельний регістри?
7. Як здійснюється зсув даних у регістрах?
8. Для чого призначені подільники частоти?
9. Поясніть принцип дії лічильника імпульсів?
10. Як здійснюється перенос в асинхронних і синхронних лічильниках?

РОЗДІЛ 7. ГЕНЕРАТОРИ ІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ

Серед різноманітних пристроїв імпульсної техніки особливе місце займають пристрої, призначені для генерації імпульсів — генератори імпульсів. За формою імпульсів генератори поділяються на *генератори прямокутних імпульсів* і *генератори імпульсів непрямокутної форми*, зокрема *генератори пилкоподібних імпульсів*.

Щоб отримати імпульси прямокутної форми з крутими фронтами широко застосовуються так звані *релаксаційні генератори*, принцип роботи яких ґрунтується на використанні підсилювачів зі зворотним додатним зв'язком. До релаксаційних генераторів належать такі генератори імпульсів як *мультивібратори* і *блокінг-генератори*. Ці генератори можуть працювати в одному з таких режимів: очікування, автоколивальному, синхронізації і поділу частоти.

У режимі очікування генератор має один стійкий стан. Зовнішній імпульс запуску викликає стрибкоподібний перехід генератора у новий стан, який є нестійкий. У цьому стані, який називається квазістійким, або тимчасово стійким, у генераторі відбуваються відносно повільні зміни, які у кінцевому підсумку призводять до зворотного стрибка до початкового стійкого стану. Тривалість перебування генератора у тимчасово стійкому стані, тобто тривалість імпульсу визначається параметрами елементів генератора. Основними вимогами до очікувальних генераторів є стабільність тривалості генерованого імпульсу і стійкість його початкового стану. Очікувальні генератори, тобто генератори в режимі очікування застосовуються, перш за все, для отримання заданого інтервалу часу, визначеного тривалістю прямокутного імпульсу з крутими фронтами, а також для розширення імпульсів, для поділу частоти імпульсів та для інших цілей.

У автоколивальному режимі генератор не має стійкого стану, а має два тимчасово стійких стани. Перехід генератора з одного тимчасово стійкого стану в інший і назад відбувається стрибком без дії будь-якого зовнішнього чинника. Під час цього процесу генеруються імпульси, амплітуда, тривалість і період яких повністю визначаються параметрами елементів генератора. Основною вимогою до таких генераторів є висока стабільність частоти імпульсів.

Режими синхронізації і поділу частоти застосовуються для генерації імпульсів, частота яких рівна чи кратна частоті імпульсів синхронізації, які поступають на генератор ззовні.

Крім імпульсів прямокутної форми у багатьох галузях науки і техніки, зокрема у телебаченні, телекомунікаційній і вимірювальній техніці, радіоелектроніці і радіолокації використовуються імпульси не тільки прямокутної, але й інших форм, зокрема пилкоподібної чи більш складної форми. Формування імпульсів складної форми здійснюється такими методами.

Застосування спеціалізованих пристроїв для генерації імпульсів певної форми, наприклад для формування імпульсів пілоподібної форми застосовуються спеціальні генератори таких імпульсів.

Застосовуються універсальні формувачі імпульсів, які складаються з таких функціональних перетворювачів як диференціатори, інтегратори, суматори тощо. Такі універсальні формувачі перетворюють сигнали простих форм, зокрема послідовність прямокутних імпульсів або гармонічні сигнали у сигнали складних форм імпульсів.

Застосовується певна апроксимація складної форми імпульсів, наприклад кусочно-поліноміальна, зокрема кусочно-постійна, яка здійснюється за допомогою цифроаналогічних перетворювачів.

Застосовується розкладання складної форми імпульсного сигналу на сукупність сигналів простої форми: гармонічні сигнали, сигнали, що описуються сплайнами, функціями Уолша, Хаара, Лагера тощо.

7.1 Мультивібратори

Мультивібратори є одними з найбільш поширених генераторів прямокутних імпульсів. Мультивібратори будуються на основі дискретних елементів, зокрема на біполярних і польових транзисторах, напівпровідникових приладах з від'ємним опором, на основі логічних елементів і операційних підсилювачів.

Мультивібратор на біполярних транзисторах.

Мультивібратор - це пристрій, який по чергово знаходиться в двох тимчасово стійких (квазістійких) станах. Як активні елементи у мультивібраторі застосовуються біполярні і польові транзистори, логічні інтегральні мікросхеми, операційні підсилювачі.

На рис. 7.1 наведена електрична схема мультивібратора на біполярних транзисторах.

Транзистори мультивібратора $VT1, VT2$ знаходяться по чергово в одному з двох режимів: у режимі відсікання і режимі насичення. У режимі відсікання обидва р-п-переходи транзисторів закриті, опір їх великий і струми через транзистори не протікають (за виключенням незначних теплових струмів, які не впливають на роботу). У режимі насичення обидва р-п-переходи транзисторів відкриті, опори переходів протіканню струмів незначні.

Як вже зазначалося, мультивібратор знаходиться у двох тимчасово стійких станах: наприклад, у першому стані транзистор $VT1$ закритий, а транзистор $VT2$ — відкритий, у другому стані навпаки — транзистор $VT1$ відкритий, і транзистор $VT2$ — закритий.

Розглянемо роботу мультивібратора, починаючи з моменту (рис. 7.2), коли він перейшов у перший стан, тобто транзистор $VT1$ закритися, транзистор $VT2$ — відкрився. Через відкритий емітерний р-п-перехід транзистора $VT2$ та через колекторний резистор R_{K1} конденсатор C_1 заряджається від джерела живлення. Через інтервал часу T_{31} конденсатор C_1 зарядиться від нуля до напруги, майже рівної E_K (точка В на рис. 7.2). Інтервал часу T_{31} залежить від опору резистора R_{K1} та ємності конденсатора C_1 і визначається сталою часу зарядження $\tau_{31} = R_{K1} C_1$.

Конденсатор C_2 , заряджений у попередньому стані до напруги майже рівної E_K (точка А на часовій діаграмі $u_{c2}(t)$), розряджається через відкриті колекторний і емітерний р-п-переходи транзистора $VT2$, через резистор R_{B2} і внутрішній опір джерела енергії E_K . Через інтервал часу T_{p2} конденсатор C_2 розряджається від напруги, рівної E_K (точка А) до напруги рівної нулю (точка С на часовій діаграмі $u_{c2}(t)$).

Інтервал часу T_{p2} розряду залежить від ємності конденсатора C_2 та від опору резистора R_{B2} і визначається сталою часу розряду $\tau_{p2} = R_{B2} C_2$. Оскільки опір базових резисторів R_{B1}, R_{B2} у кілька разів більші опорів відповідних колекторних резисторів R_{K1} та R_{K2} , то тривалість розряду конденсаторів більша ніж тривалість зарядження.

Під час розряду конденсатора C_2 потенціал бази транзистора $VT1$, яка з'єднана з негативно зарядженою обкладкою конденсатора C_2 — від'ємний і змінюється від $-E_K$ (точка А на часовій діаграмі $u_{B1}(t)$) до нуля (точка С). Від'ємний потенціал надійно запирає транзистор $VT1$. По мірі розряду конденсатора напруга на ньому зменшується і від'ємний потенціал бази збільшується до нуля. Нульовий потенціал бази транзистора $VT1$ переводить цей транзистор з режиму відсікання (закритий стан) в активний режим. Відбувається лавиноподібне зменшення опорів емітерного і колекторного переходів транзистора $VT1$, що рівносильно стрибкоподібному зменшенню потенціалу колектора $VT1$ від $+E_K$ (точка С на часовій діаграмі $u_{K1}(t)$) до майже нульового потенціалу (точка D). Це призводить до стрибко-

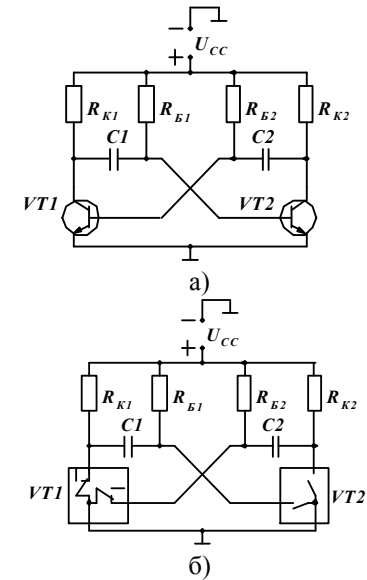


Рис. 7.1

подібного зменшення потенціалу бази транзистора $VT2$ від значення майже рівного нулю (точка C) до значення майже рівного $-E_K$ (точка D). Різке зменшення потенціалу бази стрибкоподібно переводить транзистор $VT2$ з відкритого стану у закритий. Перехід транзистора $VT2$ у закритий стан збільшує потенціал бази $VT1$ від нуля (точка C) до додатного значення, рівного напрузі на емітерному p - n -переході в режимі насичення. Різке зростання потенціалу бази $VT1$ форсовано переводить транзистор з активного режиму в режим насичення.

У результаті такого лавиноподібного процесу мультивібратор стрибком переходить з одного квазістійкого стану в другий, у якому транзистор $VT1$ відкритий, а транзистор $VT2$ закритий. У новому квазістійкому стані конденсатор C_2 заряджається, а конденсатор C_1 розряджається. Через інтервал часу T_{32} конденсатор C_2 зарядиться від нуля (точка D) до напруги E_K (точка F). Тривалість заряджання T_{32} залежить від опору резистора R_{K2} і ємності конденсатора C_2 і визначається сталою часу $\tau_{32} = R_{K2} C_2$. Впродовж заряджання конденсатора C_2 потенціал колектора транзистора $VT2$ зростає від нуля (точка D) до E_K (точка F).

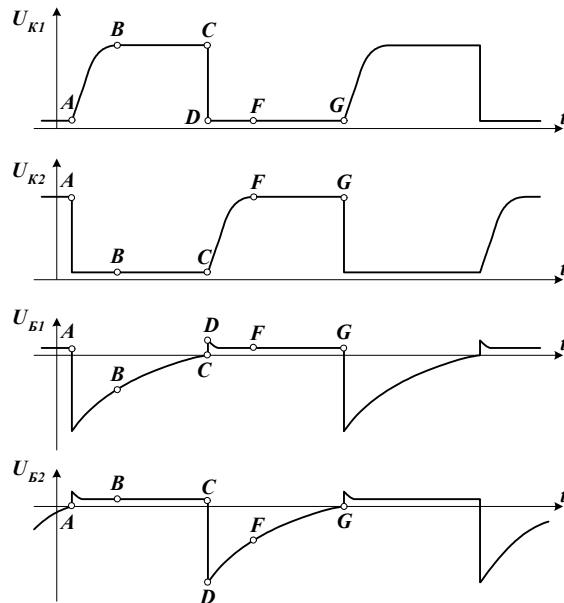


Рис. 7.2

Конденсатор C_1 у цьому квазістійкому стані розряджається від напруги E_K (точка D) до нуля (точка G). Тривалість розряджання T_{p1} конденсатора C_1 залежить від опору резистора R_{B1} і ємності конденсатора C_1 і визначається

сталою часу $\tau_{p1} = R_{B1} C_1$. Якщо конденсатор C_1 розрядиться до нуля (точка G), то мультивібратор перейде у новий квазістійкий стан і процес повториться.

Як випливає з рис. 7.2 тривалість імпульсів τ_{K1} на колекторі $VT1$ і тривалість імпульсу τ_{K2} на колекторі $VT2$ дорівнюють відповідно тривалостям розряду T_{p1} конденсатора C_1 і тривалості розряду T_{p2} конденсатора C_2

$$\tau_{K1} = T_{p1} = 0,7 R_{B1} C_1 \quad \tau_{K2} = T_{p2} = 0,7 R_{B2} C_2 \quad (7.1)$$

звідки частота і період повторення імпульсів на виході мультивібратора дорівнюють

$$f = \frac{1}{0,7(R_{B1}C_1 + R_{B2}C_2)}; \quad T = 0,7(R_{B1}C_1 + R_{B2}C_2) \quad (7.2)$$

Якщо опори резисторів $R_{B1} = R_{B2} = R$ та ємності конденсаторів $C_1 = C_2 = C$ вибрати рівними, то мультивібратор стає симетричним

$$f = 1/(1,4RC); \quad T = 1,4RC \quad (7.3)$$

Мультивібратор на біполярних транзисторах з коригувальними діодами.

Розглянутий мультивібратор має той недолік, що фронти імпульсів мають недостатню крутизну. Щоб збільшити крутизну фронту вихідних імпульсів застосовують (рис. 7.3) додаткову коригувальні діоди $VD1$, $VD2$, які ізолюють колектори транзисторів від конденсаторів, що заряджаються тепер не через колекторні резистори $R1$, $R6$, а через додаткові резистори $R2$, $R7$.

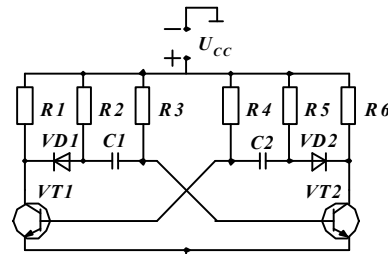


Рис. 7.3

Якщо мультивібратор перейшов у тимчасово стійкий стан, у якому транзистор $VT1$ відкритий, а $VT2$ — закритий, то конденсатор $C2$ заряджається від джерела живлення через резистор $R5$ і емітерний $p-n$ -перехід транзистора $VT1$. При цьому потенціал аноді діода $VD2$ дорівнює $U_{CC} - R_5 i_C$, а потенціал катода цього діода практично дорівнює напрузі живлення U_{CC} , тому діод $VD2$ закритий і напруга на колекторі транзистора $VT2$ майже рівна напрузі живлення і не залежить від напруги на конденсаторі $C2$.

Конденсатор $C1$ у цей час перезаряджається від джерела живлення через резистор $R3$, відкритий діод $VD1$ і відкритий транзистор $VT1$. Напруга на конденсаторі $C1$ експоненціально збільшується зі сталою часу $\tau_1 = R_3 C_1$ від значення, майже рівного $-U_{CC}$ до значення $+U_{CC}$.

Якщо напруга на конденсаторі $C1$, прикладена до емітерного переходу $VT2$, зростаючи, перевищить пороговий рівень, то транзистор $VT2$ переходить із режиму відсікання в активний режим. У активному режимі колекторний струм i_{C2} $VT2$ зростає, а колекторна напруга $u_{C2} = U_{CC} - i_{C2} R_6$ зменшується. Від'ємний приріст напруги через діод $VD2$ і конденсатор $C2$ передається на емітерний перехід транзистора $VT1$. Струм бази транзистора $VT1$ зменшується. У той момент, коли струм бази, зменшуючись, досягне рівня $U_{CC} / (\beta R_1)$, транзистор $VT1$ переходить з режиму насичення в активний режим.

Тривалість переходу транзистора $VT1$ із режиму насичення в активний режим визначає тривалість фронту вихідного імпульсу, на відміну від звичайного мультивібратора, де тривалість фронту визначалася сталою часу заряджання відповідного конденсатора.

Мультивібратор на комплементарних біполярних транзисторах.

Мультивібратор на комплементарних біполярних транзисторах у порівнянні з транзисторами одного типу дає змогу забезпечити м'який режим збудження, малий коефіцієнт заповнення вихідних імпульсів. Крім того, для керування частотою вихідних імпульсів достатньо змінювати лише один параметр — опір базового резистора $R5$. Колекторні навантаження транзисторів $VT1$ та $VT2$ складаються з двох послідовно з'єднаних резисторів, відповідно $R1$, $R2$ та $R3$, $R4$. Через резистори $R2$, $R3$ проходить струм заряджання конденсаторів $C1$, $C2$, тому опори цих резисторів вибирають набагато меншими опорів $R1$, $R4$. Здебільшого мультивібратор виконують симетричним $R_1 + R_2 = R_3 + R_4 = R_K$; $C_1 = C_2 = C$.

Опір базового резистора $R5$ вибирають таким, щоб у статичному режимі, тобто режимі коли конденсатори $C1$, $C2$ не заряджаються і не розряджаються, транзистори $VT1$ та $VT2$ перебували не у насиченому, а у активному режимі. Це дасть змогу забезпечити крутіші фронти вихідних імпульсів.

Формування фронту імпульсу. Режим, у якому обидва транзистори перебувають в активному стані, є режимом нестійкої рівноваги. Оскільки коефіцієнти підсилення транзисторів не можуть бути ідеально ідентичними, то транзистор, у якого більший коефіцієнт підсилення відкриється більше і це спричинить лавиноподібний процес відкриття іншого транзистора. Замикається петля додатного зворотного зв'язку і обидва транзистори формують переходять у режим насичення.

Формування вершини імпульсу. У момент, коли транзистори перейшли у стан насичення, починає формуватися вершина імпульсу. У стані, коли обидва транзистори перебувають у стані насичення, конденсатори заряджаються через відкриті транзистори. Струм заряджання конденсатора $C1$ проходить від позитивного полюса джерела живлення через відкритий емітерний перехід транзистора $VT2$, сам конденсатор $C1$, резистор $R2$, обидва відкриті переходи транзистора $VT1$ до негативного полюса джерела живлення. Струм заряджання конденсатора $C2$ проходить від позитивного полюса джерела живлення через ділянку емітер-колектор транзистора $VT2$, резистор $R3$, сам конденсатор $C2$, емітерний перехід транзистора $VT1$ до негативного полюса джерела живлення. По мірі заряджання конденсаторів,

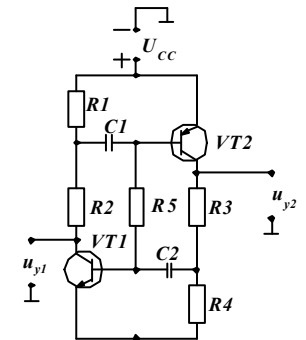


Рис. 7.4

струми заряджання, а значить і колекторні струми транзисторів зменшуються за експоненціальним законом.

Базові струми транзисторів також зменшуються, прямуючи до значення струму бази у статичному режимі $i_{B1cm} = i_{B2cm} \cong U_{CC}/R_5$. Вище зазначалося, що опір резистора R_5 вибирається таким, щоб струм бази обох транзисторів у статичному режимі був менший за струм насичення транзистора з максимальним коефіцієнтом насичення, тобто

$i_{B1cm} = i_{B2cm} \cong E/R_5 \leq i_{Bнас\max}$. У той момент, коли базовий струм транзистора з меншим коефіцієнтом підсилення стане рівний струму насичення, транзистор переходить із стану насичення у активний режим і процес формування вершини імпульсу закінчується. У цей момент колекторні струми транзисторів приблизно рівні $I_{K1} = I_{K2} \cong U_{CC}/R_K$ і напруги на конденсаторах досягають свого максимального значення $U_{C1\max} = U_{CC} [R_1/(R_1 + R_2)] = U_{C2\max} = U_{CC} [R_4/(R_3 + R_4)] = U_{C\max}$. Враховуючи нерівності $R_1 \gg R_2$; $R_4 \gg R_3$; $R_5 \gg R_K$, максимальне значення напруги на конденсаторах приблизно рівне напрузі джерела живлення $U_{C\max} \cong U_{CC}$.

Якщо знехтувати опорами відкритих транзисторів, то сталі часу заряджання конденсаторів $C1$, $C2$ відповідно дорівнюють $\tau_{11} = C_1 R_2$; $\tau_{12} = C_2 R_3$. Оскільки $C_1 = C_2 = C$; $R_1 = R_3 = R$, то $\tau_{11} = \tau_{12} = \tau_1$.

Тривалість вихідного імпульсу дорівнюватиме

$$T_i = \tau_1 \ln \frac{R_K}{R}. \quad (7.4)$$

Оскільки тривалість вихідного імпульсу залежить від рівня напруги на конденсаторі, який в свою чергу залежить від струму насичення бази, що визначається коефіцієнтом підсилення транзистора за струмом, то тривалість імпульсу залежатиме від коефіцієнту підсилення транзистора і буде змінюватися під час заміни транзистора, а також від температури.

Формування спаду імпульсу. У активному режимі роботи від'ємний приріст колекторного струму транзистора передається на базу іншого транзистора, що переводить його також із стану насичення в ак-

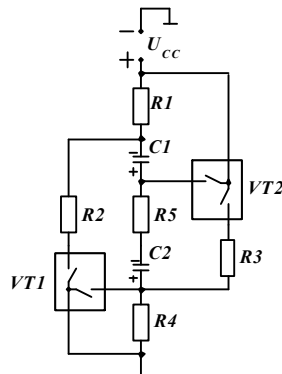


Рис. 7.5

тивний стан. Петля додатного зворотного зв'язку замикається і від'ємні прирости колекторних струмів взаємно підсилюються обома транзисторами і транзистори форсовано запираються і переходять у режим відсікання.

Формування паузи між імпульсами. Починаючи з моменту переходу транзисторів з активного режиму у режим відсікання починається процес перезаряджання конденсаторів і формується пауза між імпульсами. Напруга на конденсаторах, яка була до моменту переходу у режим відсікання дорівнювали максимальним значенням $U_{C\max}$, безпосередньо після моменту переходу за законом комутації не зміняться і будуть прикладені до емітерних переходів транзисторів, утримуючи їх у закритому стані. Схема мультівібратора у стані перезаряджання конденсаторів наведена на рис. 7.6. Конденсатори перезаряджаються за експоненціальним законом зі сталою часу

$\tau_2 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \cdot (R_1 + R_4 + R_5)$. Здебільшого виконуються такі нерівності

$R_1 \gg R_2$; $R_4 \gg R_3$; $R_5 \gg R_K$, то $R_1 + R_4 \cong 2R_K$ і тоді

$\tau_2 \cong \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \cdot (2R_K + R_5) \cong \frac{1}{2} C R_5$. Максимальний струм перезаряджання

дорівнюватиме $I_{C\max} \cong (U_{CC} + 2U_{C\max})/R_5 \cong 3U_{CC}/R_5$. По мірі перезаряджання конденсаторів, струм перезаряджання зменшуватиметься за експоненціальним законом зі сталою часу τ_2 .

Напруга на конденсаторах змінюватиметься також за експоненціальним законом зі сталою часу від значення $U_{C\max} \cong -U_{CC}$ до значення протилежної полярності $U_C \cong +U_{CC}/2$, переходячи через нуль. У момент коли напруга на конденсаторі стане більшою нуля, процес перезарядки конденсатора закінчується, транзистор з більшим коефіцієнтом підсилення струму відкривається, починає формуватися фронт наступного імпульсу і процеси у мультівібраторі повторюються знову.

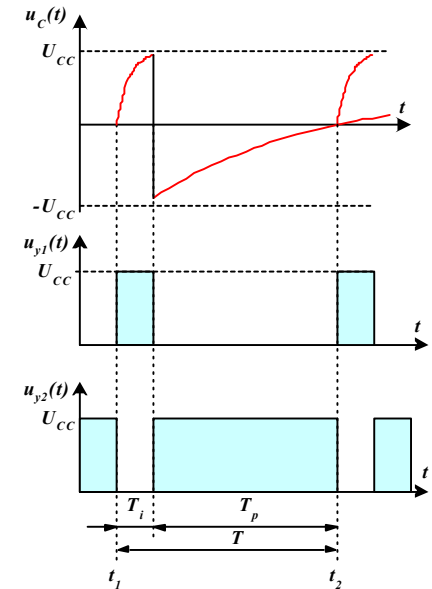


Рис. 7.6

Тривалість перебування мультивібратора у стані перезаряджання можна визначити, знаючи сталу часу $\tau_2 \cong \frac{1}{2}CR_5$ та початкову $U_{C\max} \cong -U_{CC}$ і кінцеву $U_C(t_2) \cong 0$ напруги на конденсаторі

$$T_p = \tau_2 \ln \left(1 + \frac{2U_{C\max}}{U_{CC}} \right) \cong \frac{1}{2}CR_5 \ln 3 \cong 0.55CR_5. \quad (7.5)$$

Тривалість паузи між імпульсами набагато перевищує тривалість імпульсів, отже за допомогою такого мультивібратора можна генерувати короткі імпульси зі значною паузою між ними.

Мультивібратор на операційних підсилювачах.

Охоплюючи операційний підсилювач різного роду зворотними зв'язками можна створити пристрої з різноманітними функціями (див. розділ 4). Якщо операційний підсилювач охопити частотно-незалежним зворотним зв'язком, заведеним на неінверсний вхід і частотно-залежним — на інверсний вхід, отримаємо мультивібратор (рис.7.10).

Операційний підсилювач у складі мультивібратора по чергову знаходиться у двох квазістійких станах: *додатного насичення*, коли на-

пруга на неінверсному вході на кілька мілівольт більша напруги на інверсному вході і *від'ємного насичення*, коли, навпаки напруга на інверсному вході на кілька мілівольт більша напруги на неінверсному вході. Напруга на інверсному вході $u_1(t)$ дорівнює напрузі на конденсаторі $u_C(t)$, а напруга на неінверсному вході дорівнює напрузі на резисторі R_2 і зв'язана з вихідною напругою $u_{вих}(t)$ формулою

$$u_2(t) = u_{вих}(t) = R_2 / (R_1 + R_2) \quad (7.6).$$

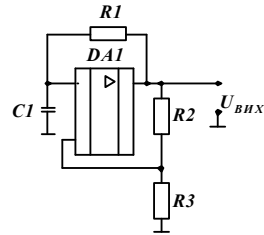


Рис. 7.7

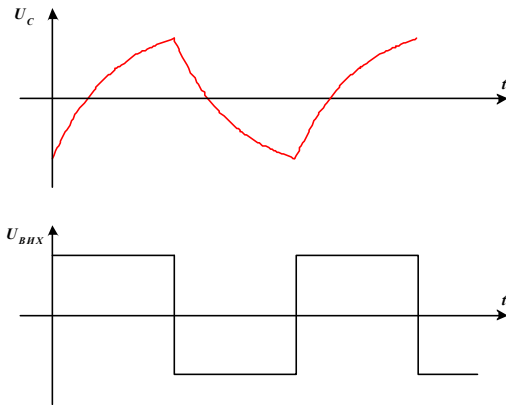


Рис. 7.8

Робота мультивібратора ілюструється часовими діаграмами (рис.7.11). Впродовж часу $\Delta t_+ = t_3 - t_1$ напруга $u_2(t)$ на неінверсному вході більша напруги $u_1(t)$ на інверсному вході, тобто на диференціальний вхід операційного підсилювача діє сигнал $u_2(t) - u_1(t) = \Delta u(t) = u_{вх}(t)$. Вхідний сигнал $u_{вх}(t)$ у цьому інтервалу часу додатний і надійно утримує операційний підсилювач у додатному насиченні. Вихідний сигнал $u_{вих}(t)$ в режимі додатного насичення має максимальне додатне значення $+U_m$, майже рівне напрузі джерела живлення додатної полярності. Операційний підсилювач знаходиться у додатному квазістійкому стані. У цьому стані конденсатор C перезаряджається від напруги $+U_2$ до напруги $-U_2$ під дією вихідної напруги. Тривалість перезаряджання визначається сталою часу $\tau = RC$ і значенням напруги $u_2(t)$.

Якщо під час перезаряджання напруга $u_1(t)$ на конденсаторі зрівнялася з напругою $u_2(t)$ і на кілька мілівольт підвищила її, то різниця $u_2(t) - u_1(t) = \Delta u(t)$ стає від'ємною (момент часу t_3). Від'ємний вхідний сигнал $\Delta u(t)$, підсилений операційним підсилювачем у десятки тисяч разів, стрибком переводить операційний підсилювач у від'ємне насичення, у якому вихідний сигнал підсилювача набирав максимального від'ємного значення $-U_m$, майже рівного напрузі джерела живлення від'ємної полярності. Мультивібратор знаходиться у другому квазістійкому стані. У цьому стані конденсатор перезаряджається від напруги $-U_2$ до напруги $+U_m$. Стала часу перезаряджання залишається такою ж як і в першому квазістійкому стані.

Якщо напруга на конденсаторі під час перезаряджання досягає значення $+U_2$, то мультивібратор стрибком переходить у перший квазістійкий стан і процес автоколивань продовжується.

Мультивібратори на логічних елементах

У мультивібраторах на логічних елементах використовуються підсилювачі на транзисторах, які працюють у ключовому режимі (рис. 7.9). Застосування інтегральних елементів дає змогу значно зменшити геометричні розміри і споживання електричної енергії. У пристроях імпульсної і цифрової техніки здебільшого застосовуються симетричні мультивібратори, у яких $C_1 = C_2 = C$; $R_1 = R_2 = R$.

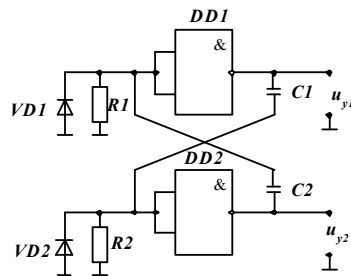


Рис. 7.9

Формування вершини імпульсу

Проаналізуємо процеси у такому мультивібраторі, починаючи з моменту, коли на виході інвертора $DD1$ встановився сигнал логічної 1, тобто вихідна напруга цього логічного елемента U^1 майже дорівнює напрузі живлення U_{CC} . Починаючи з цього моменту відбувається перехідний процес, під час якого конденсатор $C1$ заряджається через вихідний опір елемента і резистор $R2$ від вихідної напруги елемента $DD1$. Стала часу заряджання дорівнюватиме $\tau_1 = C_1(R_2 + r_1)$. По мірі заряджання конденсатора, струм заряджання зменшується за експоненціальним законом. Напруга на резисторі $R2$, прикладена до входу логічного елемента $DD2$, також зменшується пропорційно струму заряджання від максимального значення, майже рівного напрузі джерела живлення, до нуля. Оскільки сигнал на вході логічного елемента $DD2$ перевищує рівень логічного нуля, то вихідний сигнал цього елемента дорівнює логічному 0. Заряджання конденсатора $C1$ триває до того моменту, коли напруга на резисторі $R2$ не зрівняється з пороговим рівнем. Тривалість заряджання конденсатора $C1$, отже і тривалість вихідного імпульсу u_{y1} дорівнюватиме

$$T_{i1} = \tau_1 \ln \frac{U^1}{U^L}. \quad (7.7)$$

Формування спаду імпульсу. У момент часу, коли напруга на резисторі $R2$ стає меншою порогового рівня U^L логічного інвертора $DD2$, підсилювач інвертора переходить в активний стан і напруга на його виході починає зростати. Додатні прирости напруги передаються через конденсатор $C2$ на вхід інвертора $DD1$ і при певному рівні вхідної напруги підсилювач інвертора також переходить в активний режим. Замикається кільце додатного зворотного зв'язку і додатні прирости напруги взаємно підсилюються обома інверторами. Мультивібратор стрибком переходить в інший тимчасово стійкий стан.

Формування паузи між імпульсами. У цьому стані на виході інвертора $DD1$ встановлюється рівень логічного 0, тобто його вихідна напруга рівна U^0 , а напруга на виході інвертора $DD2$ дорівнює U^1 . Конденсатор $C1$, заряджений у попередньому стані до напруги U^1 , розряджається через вихідний опір елемента $DD1$ і діод $VD1$. Оскільки вихідний опір елемента $DD1$ у цьому стані — це опір відкритого транзистора, то цей опір незначний. Опір діода, змщеного у прямому напрямі, також незначний і стала часу розряджання конденсатора $C1$ набагато менша стала часу заряджання і конденсатор $C1$ швидко розряджається до рівня логічного 0. Конденсатор $C2$ заряджається від вихідної напруги U^1 інвертора $DD2$ через його вихідний опір r_2 і резистор $R1$. Стала часу заряджання конденсатора $C2$ дорівнюватиме $\tau_2 = C_2(R_1 + r_2)$. Під час заряджання струм заряджання зменшуватиметься і пропорційно йому зменшуватиметься напруга на резисторі $R1$. Процес заряджання закінчується в той момент, коли напруга на резисторі $R1$, прикладена до входу інвертора $DD1$, не зрівняється з пороговим рівнем U^L . Тривалість заряджання конденсатора $C2$, отже і тривалість паузи між імпульсами дорівнюватиме

$$T_{p1} = \tau_2 \ln \frac{U^1}{U^L}. \quad (7.8)$$

Формування фронту імпульсу. У момент, коли напруга на вході інвертора $DD1$ стане меншою порогового рівня, підсилювач інвертора переходить в активний режим. Напруга на його виході починає збільшуватися. Додатний приріст напруги передається через конденсатор $C1$ на вхід інвертора $DD2$. Коли ця напруга досягне певного рівня, підсилювач інвертора $DD2$ також перейде в активний режим. Обидва підсилювачі охоплені додатним зворотним зв'язком і взаємно підсилюють прирости напруги. Мультивібратор стрибком переходить у перший тимчасово стійкий стан і процеси знову повторюються.

Період повторення імпульсів T дорівнює сумі тривалості імпульсу T_{i1} і паузи T_{p1} , тобто

$$T = T_{i1} + T_{p1} = \tau_1 \ln \frac{U^1}{U^L} + \tau_2 \ln \frac{U^1}{U^L}. \quad (7.9)$$

Для симетричного мультивібратора рівняння (7.) спрощується

$$T = T_{i1} + T_{p1} = 2\tau \ln \frac{U^1}{U^L} = 2RC \ln \frac{U^1}{U^L}. \quad (7.10)$$

Робота мультивібратора у режимі синхронізації

Режим синхронізації, як вже зазначалося раніше, застосовується для генерації імпульсів, частота повторення яких рівна або кратна частоті імпульсів синхронізації, які поступають на мультивібратор ззовні. Режим синхронізації застосовується тоді, коли потрібно одночасно забезпечити і високу стабільність частоти генератора, і задану вихідну потужність.

Високу стабільність має малопотужний генератор імпульсів, або генератор синусоїдальних коливань, стабілізований кварцовим резонатором. Синхроімпульси, що формуються на виході цього високостабільного генератора, поступають на вхід мультивібратора потужних імпульсів. Таким чином досягається компроміс між вимогами високої стабільності частоти коливань і потужністю вихідних імпульсів. Режим синхронізації доцільно застосовувати також для синхронізації роботи кількох генераторів з кратними частотами від одного високостабільного генератора.

Розглянемо синхронізацію мультивібратора короткими імпульсами позитивної полярності, що поступають на базу транзистора $VT1$ через розділовий конденсатор $C1$.

Перший синхроімпульс поступає на базу транзистора $VT1$ у той момент, коли напруга негативної полярності на базі досить значна і її підвищення за рахунок синхроімпульсу не досягає порогового рівня і транзистор $VT1$ залишається закритим. Аналогічна і дія другого синхроімпульсу.

Третій, четвертий, п'ятий і шостий синхроімпульси приходять у ті моменти, коли транзистор $VT1$ відкритий і тому не впливають на роботу мультивібратора.

Сьомий синхроімпульс поступає у той момент, коли напруга негативної полярності на базі зменшилася до такого рівня, що під дією синхроімпульсу потенціал бази перевищує пороговий рівень і транзистор $VT1$ відкривається на час Δt раніше, ніж конденсатор $C2$ розрядиться до нуля. У момент приходу восьмого і всіх наступних синхроімпульсів конденсатор $C2$ встигає розрядитися до такого рівня, що синхроімпульси примусово відкривають транзистор $VT1$ і переводять мультивібратор у протилежний тимчасово стійкий стан.

На початковому етапі синхронізації співвідношення між фазами синхроімпульсів і імпульсів мультивібратора випадкове, тому впродовж певного часу відбувається перехідний процес, після якого встановлюється стійкий режим синхронізації. Стійка синхронізація відбувається, якщо частота син-

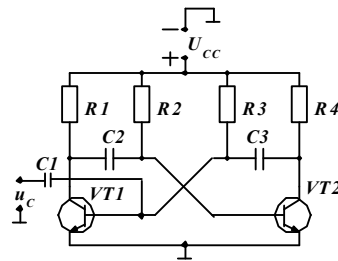


Рис. 7.10

хроімпульсів дещо більша за частоту коливань мультивібратора. Стабільність частоти синхронізованого мультивібратора визначається амплітудою і крутизною фронту синхроімпульсів.

Якщо частота синхроімпульсів у кілька разів більша за частоту імпульсів мультивібратора, то мультивібратор переходить у режим роботи подільника частоти, тобто частота мультивібратора кратна частоті синхроімпульсів.

Відношення частоти синхроімпульсів до частоти імпульсів мультивібратора називається *коефіцієнтом ділення частоти*.

7.2 Генератори імпульсів на інтегральних таймерах

Розвиток технології виготовлення інтегральних схем сприяв тому, що електронна промисловість налагодила масове виробництво інтегральних таймерів — багатофункціональних пристроїв, на основі яких можна створювати різноманітні імпульсні пристрої із потрібними параметрами і характеристиками.

До складу інтегрального таймера, структура якого наведена на рисунку 7.11 входять як окремі аналогові елементи і пристрої (резистивні подільники напруги, біполярні транзистори, компаратори) так і цифрові елементи і пристрої (інвертори, тригери), тобто інтегральний таймер є пристроєм змішаного аналого-цифрового типу.

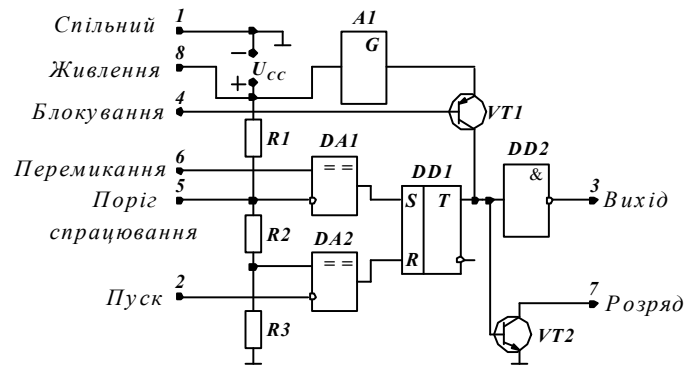


Рис. 7.11

Резистивний подільник напруги $R1, R2, R3$ призначений для формування двох рівнів напруги

$$\begin{aligned} U_1 &= k_1 U_{CC} = \frac{1}{3} U_{CC} \\ U_2 &= k_2 U_{CC} = \frac{2}{3} U_{CC} \end{aligned} \quad (7.11)$$

Ці рівні напруги можна змінити, тобто змінити коефіцієнти k_1 , k_2 якщо паралельно резистору $R2$ до контактів 8 і 5 увімкнути зовнішній резистор. Рівень напруги U_1 подається на неінверсний вхід компаратора $DA2$, а на інверсний вхід подається сигнал “Пуск”. Сигнал на виході компаратора з’являється в той момент коли напруга на вході 2 стає меншою за напругу $U1$. Цей сигнал переводить тригер $DD1$ у стан логічного 0. Рівень напруги $U2$ подається на інверсний вхід компаратора $DA1$, а на неінверсний вхід подається сигнал “Перемикання”. Якщо сигнал на вході 6 компаратора $DA1$ перевищить рівень напруги $U2$, що задається резистивним подільником, то

на виході компаратора з'являється сигнал, який переводить тригер *DD1* у стан логічної 1. Таким чином, якщо тригер *DD1* знаходиться у стані логічного 0, то на виході таймера формується імпульс, а якщо тригер знаходиться у стані логічної 1, то на виході таймера формується пауза між імпульсами.

Для забезпечення необхідної навантажувальної здатності інтегрального таймера і потрібного вихідного опору, вихідний сигнал тригера подається на інвертор *DD2*, який відіграє роль підсилювача потужності вихідного сигналу таймера. Вихідний сигнал тригера *DD1* подається також на базу транзистора *VT2*, який працює у режимі ключа і призначений для розряджання конденсатора. Конденсатор вмикається до зовнішніх полюсів таймера і задає тривалість вихідного імпульсу.

У інтегральному таймері передбачена можливість заблокувати його роботу за допомогою транзистора $VT1$, що входить до складу таймера. На емітер цього транзистора подається невелика додатна опорна напруга, що формується спеціальним пристроєм $A1$. Щоб заблокувати роботу інтегрального таймера на базу транзистора $VT1$ (контакт 4) слід подати напругу, дещо меншу опорної. У такому разі на виході таймера (контакт 3) встановлюється сигнал логічного 0, який не залежить від рівня вхідних сигналів.

Як вже зазначалося, інтегральний таймер є багатофункціональний пристрій і на його основі можна побудувати різноманітні імпульсні пристрої. Як приклад, на рисунку 7.12 наведена принципова схема генератора прямокутних імпульсів (мультивібратора) на основі інтегрального таймера.

Крім інтегрального таймера, до складу генератора входять додаткові дискретні елементи RI , CI , які приєднуються до зовнішніх контактів інтегрального таймера. Таким чином, ви-

хідна напруга таймера подається на послідовне з'єднання резистора $R1$ і конденсатора $C1$. Напруга на конденсаторі подається на входи 2 і 6 інтегрального таймера.

Генератор включається у роботу при увімкненні напруги живлення. У цей момент конденсатор CI не заряджений, напруга на ньому дорівнює нулю, отже дорівнює нулю і напруга на вході 2 (рис. 7.12). Напруга на вході 2 менша за пороговий рівень UI , тому компаратор $DA2$ своїм вихідним сигналом переводить тригер $DD1$ у стан, якому відповідає логічному 0 на виході тригера. Вихідний сигнал інвертора U_m , що виведений на контакт 3, відповідає логічній 1, тобто майже рівний напрузі живлення U_{CC} . Під дією вихідної напруги таймера U_m конденсатор CI заряджається через резистор $R1$ зі

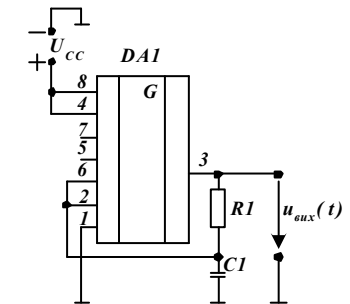


Рис. 7.12

сталою часу $\tau = R1 \cdot C1$ і напруга на конденсаторі збільшується за експоненціальним законом (рис. 7.13). Вихідний опір інвертора не входить у вираз для сталої часу, оскільки цей опір набагато менший опору $R1$.

Якщо зростаюча напруга на конденсаторі перевищить пороговий рівень U_2 (момент часу t_1), то з'явиться сигнал на виході компаратора $DA1$, який переверне тригер $DD1$ у стан логічної 1. Під дією вихідного сигналу тригера напруга на виході інвертора U_0 стає майже рівною нулю. Заряджений на попередньому етапі конденсатор $C1$ починає розряджатися через резистор $R1$ і вихідний опір інвертора $DD2$ із сталою часу $\tau = R1 \cdot C1$. Таким чином, сталі часу заряджання і розряджання рівні між собою. Під час розряджання напруга на конденсаторі зменшується. У момент t_2 , коли напруга на конденсаторі $u_C(t)$ стає меншою порогового рівня U_1 , на виході компаратора

$DA2$ з'являється сигнал, який переводить тригер $DD1$ у стан логічного 0. У цей момент t_2 закінчується пауза і починається наступний імпульс. Тривалість паузи t_0 між імпульсами визначається за формулою

$$t_0 = \tau \ln \frac{U_2 - U_0}{U_1 - U_0} \quad (7.12)$$

Перехід тригера у стан логічного 0 призводить до появи на виході інвертора сигналу логічної 1, що відповідає рівню напруги U_m . Під дією цієї напруги конденсатор починає заряджатися зі сталою часу τ і напруга на ньому починає зростати за експоненціальним законом від порогового рівня U_1 до рівня U_m . Під час заряджання конденсатора напруга на виході таймера утримується на рівні U_m і таким чином формується вершина імпульсу. Якщо зростаюча напруга на конденсаторі $u_C(t)$ перевищить пороговий рівень U_2 , то в цей момент t_3 на виході компаратора з'являється сигнал, який переводить тригер у стан логічної 1. У момент t_3 закінчується формування імпульсу і починається пауза. Таким чином, тригер перебуває у стані логічного 0 від моменту t_2 , коли напруга на конденсаторі дорівнює пороговому рівню U_1 до моменту t_3 коли ця напруга, зростаючи за експоненціальним законом, зрівнюється з пороговим рівнем U_2 . Тривалість перебування тригера у стані

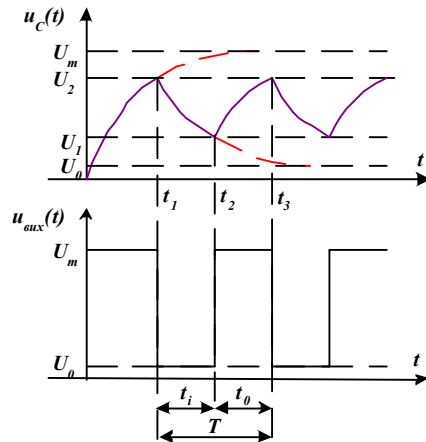


Рис. 7.13

логічного 0, тобто тривалість сформованого вихідного імпульсу визначається формулою

$$t_i = \tau \ln \frac{U_m - U_1}{U_m - U_2} \quad (7.13)$$

Період сформованої імпульсної послідовності дорівнює сумі тривалості імпульсу t_i і паузи t_0 , тобто

$$T = t_i + t_0 = \tau \left(\ln \frac{U_m - U_1}{U_m - U_2} + \ln \frac{U_2 - U_0}{U_1 - U_0} \right) \quad (7.14)$$

Якщо врахувати такі співвідношення

$$\begin{aligned} U_m &\cong U_{CC} \Rightarrow U_m / U_{CC} \cong 1 \\ U_0 &\ll U_{CC} \Rightarrow U_0 / U_{CC} \cong 0 \end{aligned} \quad (7.15)$$

а також формули (7.12, 7.13), то вираз (7.14) можна представити у вигляді

$$T \cong \tau \cdot \ln \left(\frac{1 - k_1}{1 - k_2} \cdot \frac{k_2}{k_1} \right) = \tau \cdot \ln 4 \cong 1,4 \cdot \tau \quad (7.16)$$

7.3 Блокінг-генератори

Блокінг-генератори — це генератори відносно коротких імпульсів з крутими фронтами, побудовані на одному активному елементі (здебільшого транзисторі), зворотний зв'язок у яких здійснюється за допомогою імпульсного трансформатора (рис. 7.14). Застосування імпульсного трансформатора, крім забезпечення зворотного зв'язку, дає змогу за допомогою додаткової обмотки (показаної на рис. 7.14 штриховою лінією) отримувати вихідні імпульси, амплітуда яких може значно перевищувати напругу джерела живлення. Крім того, це дає змогу узгодити споживач з незначним вхідним опором зі значним вихідним опором генератора. За допомогою блокінг-генератора можна отримати імпульси з незначним коефіцієнтом заповнення, отримання яких за допомогою інших генераторів імпульсів пов'язано зі значними труднощами. У порівнянні з іншими генераторами імпульсів, блокінг-генератор не можна реалізувати за допомогою сучасних інтегральних технологій через наявність у його складі імпульсного трансформатора, що істотно обмежує області його застосування. Блокінг-генератор може працювати в автоколивальному режимі, режимі очікування і у режимі синхронізації.

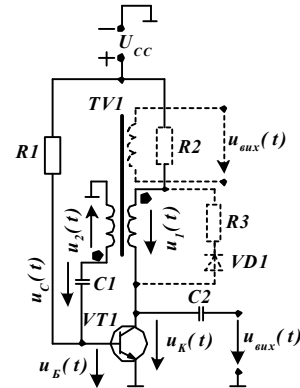


Рис. 7.14

Блокінг-генератор в автоколивальному режимі роботи

У автоколивальному режимі роботи генерація імпульсів починається зразу ж після увімкнення живлення. У цьому режимі блокінг-генератор, як і інші генератори імпульсів, має два тимчасово стійких (квазістійких) станів. У одному з них формується вершина імпульсу, в іншому — пауза між імпульсами. Перехід з одного тимчасово стійкого стану в інший і навпаки здійснюється стрибком, за відносно короткий інтервал часу. Під час цих переходів формуються фронт і спад імпульсу.

Формування фронту імпульсу. Формування фронту імпульсу починається у ту мить (рис. 7.15), коли напруга на конденсаторі $C1$, який перезаряджається через резистор $R1$ від джерела живлення, не досягне значення, необхідного для відкриття транзистора $VT1$, тобто для переводу його з режиму відсікання у активний режим. У активному режимі роботи напруга на колекторі транзистора $VT1$ зменшується, відповідно збільшується напру-

га на первинній обмотці імпульсного трансформатора $TV1$, увімкненої послідовно з ділянкою колектор-емітер транзистора. Цей приріст напруги на первинній обмотці передається у вторинну обмотку імпульсного трансформатора і через конденсатор $C1$ прикладається до бази транзистора $TV1$. Початки первинної і вторинної обмоток (на рис. 7.14 відмічені точками) увімкнені так, що збільшення напруги на первинній обмотці, тобто додатний приріст напруги трансформуються у вторинну обмотку і прикладається вищим потенціалом до бази транзистора. Отже, додатний приріст напруги, прикладений до бази транзистора, пройшовши по петлі зворотного зв'язку через транзистор і трансформатор і підсилюючись, має таку ж саму полярність і додається до початкового приросту напруги. Таким чином замикається петля додатного зворотного зв'язку, процес лавиноподібно наростає і транзистор із закритого стану форсовано через активний стан переходить у відкритий стан, тобто стан насичення. Переходом транзистора у насичений стан закінчується процес формування фронту імпульсу. Завдяки додатному зворотному зв'язку процес переходу транзистора із закритого стану у відкритий — це короткотерміновий процес, тривалість якого визначається інерційними властивостями транзистора, тому тривалість фронту імпульсу істотно менша за тривалість самого імпульсу, тобто вихідний імпульс блокінг-генератора має крутий фронт.

Формування вершини імпульсу. Формування вершини імпульсу починається у ту мить, коли транзистор перейшов у стан насичення. Еквівалентна схема блокінг-генератора у цьому режимі наведена на рис. 7.16.

У стані насичення напруга на колекторі транзистора становить кілька вольт і практично вся напруга джерела живлення U_{CC} прикладена до первинної обмотки імпуль-

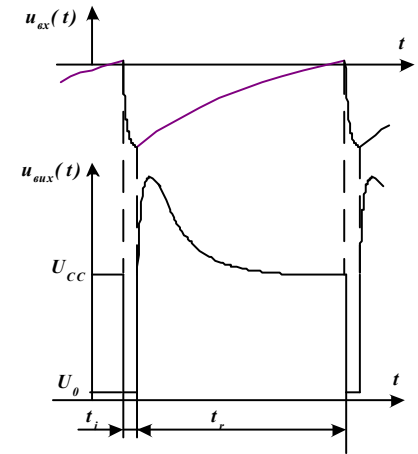


Рис. 7.15

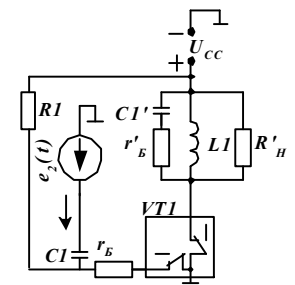


Рис. 7.16

сного трансформатора $u_1(t) \cong U_{CC}$. У вторинній обмотці наводиться електрорушійна сила і напруга на вторинній обмотці дорівнює $u_2(t) = k \cdot u_1(t) \cong k \cdot U_{CC}$, де k — коефіцієнт трансформації.

Під дією електрорушійної сили, що наводиться у вторинній обмотці імпульсного трансформатора, конденсатор починає заряджатися через відкритий перехід база-емітер транзистора. Під час заряджання конденсатора напруга на ньому збільшується за експоненціальним законом, тому напруга на керівному переході база-емітер транзистора зменшується, оскільки ця напруга є різницею напруг на вторинній обмотці і на ємності

$$u_B(t) = u_2(t) - u_C(t). \quad (7.17)$$

Зі зменшенням напруги на переході база-емітер, зменшується струм бази. Формування вершини імпульсу закінчується у той момент, коли струм бази стане рівним

$$i_B(t) = h_{21} i_K(t). \quad (7.18)$$

У цей момент транзистор переходить із стану насичення в активний стан.

Формування спаду імпульсу. Формування спаду імпульсу починається переходом транзистора із насиченого стану в активний стан. У активному стані зростає напруга на колекторі транзистора, відповідно зменшується напруга на первинній обмотці трансформатора. Це призводить до зменшення електрорушійної сили, що наводиться у вторинній обмотці трансформатора, а значить до зменшення напруги на керівному переході база-емітер транзистора. Цей від'ємний приріст напруги на базі підсилюється транзистором і призводить до збільшення напруги на колекторі транзистора і відповідного зменшення напруги на первинній обмотці трансформатора. Таким чином замикається петля додатного зворотного зв'язку, процес лавиноподібно наростає і транзистор форсовано, за короткий термін переходить з активного стану у закритий стан, тобто у стан відсікання. Переходом транзистора в закритий стан закінчується процес формування спаду імпульсу. Тривалість спаду імпульсу визначається, в основному, інерційними властивостями транзистора.

Формування паузи між імпульсами. Формування паузи між імпульсами починається в ту мить, коли транзистор перейшов із активного стану у закритий стан. Еквівалентна схема блокінг-генератора у цьому режимі наведена на рис. 7.17.

Струм у первинній обмотці не може змінюватися миттєво, тому в момент закриття транзистора зберігає своє значення і напруга. Протікання струму

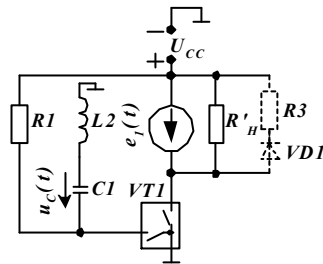


Рис. 7.17

у первинній обмотці підтримується за рахунок енергії, що накопичилася у магнітному полі трансформатора у попередньому режимі роботи. Оскільки опір ділянки колектор-емітер закритого транзистора великий, то струм первинної обмотки замикається тепер через опір споживача. Напруга на колекторі транзистора у цьому режимі перевищує напругу живлення, оскільки до напруги живлення додається напруга на обмотці трансформатора. Ця напруга може бути настільки значна, що перевищить допустиму напругу колектор-емітер транзистора. Щоб зменшити такий небезпечний викид напруги, паралельно первинній обмотці вмикають послідовне з'єднання діода і резистора з незначним опором (на рис. 7.15 показано штриховою лінією), яке шунтує розрядний струм первинної обмотки.

Після переходу транзистора у закритий стан, заряджений у попередньому стані конденсатор починає перезаряджатися до напруги протилежної полярності через резистор $R1$ від джерела живлення. До переходу база-емітер транзистора прикладена напруга негативної полярності конденсатора, яка утримує транзистор у закритому стані. По мірі того, як конденсатор перезаряджається, ця напруга зменшується. Пауза триває до того моменту, коли напруга на конденсаторі, а отже і на базі транзистора не зменшиться до значення, необхідного для того, щоб перевести транзистор із закритого у активний стан.

Блокінг-генератор в очікувальному режимі

Блокінг-генератор в очікувальному режимі застосовується для формування коротких імпульсів значної потужності, які синхронізовані зовнішніми імпульсами. У очікувальному режимі блокінг-генератор має стійкий стан, у якому він може перебувати як завгодно довго і тимчасово стійкий стан, тривалість перебування у якому визначається параметрами блокінг-генератора.

Щоб перевести блокінг-генератор в очікувальний режим необхідно забезпечити такий стійкий стан, у якому блокінг-генератор перебуватиме як завгодно довго. Для цього необхідно перевести транзистор у закритий стан. Надійне утримування транзистора у закритому стані можна забезпечити, увімкнувши у коло бази додаткове джерело напруги такої полярності, яка забезпечить обернену напругу на емітерному переході транзистора (рис. 7.18 а). Ще одним способом забезпечити закритий стан транзистора у стійкому стані є підключення емітера транзистора до резистивного подільника напруги (рис. 7.18 б).

Щоб запустити блокінг-генератор необхідно коротким зовнішнім імпульсом запуску вивести транзистор із закритого стану (рис. 7.19). Такий імпульс запуску можна подавати через роздільний конденсатор $C1$ на базу транзистора. Для зменшення впливу блокінг-генератора на попередній каскад застосовують більш складні схеми запуску. Для забезпечення надійного запуску необхідно щоб амплітуда імпульсу запуску перевищувала запірну напругу на базі транзистора. Якщо ця вимога виконана, то під дією імпульсу запуску транзистор переходить із закритого стану в активний стан. У активному стані зменшується опір транзистора і зменшу-

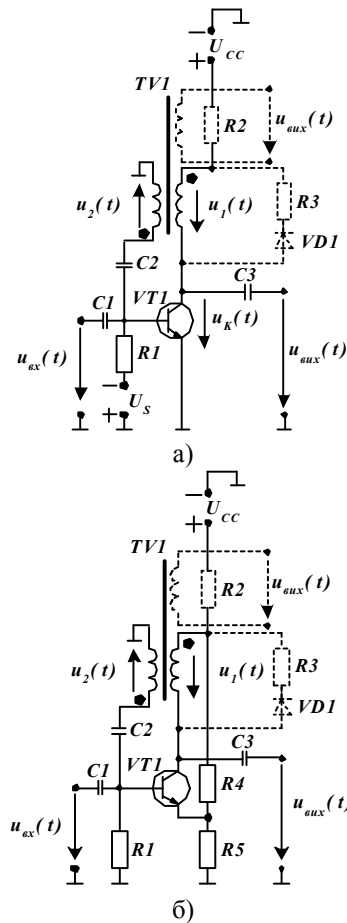


Рис. 7.18

ється напруга на колекторі транзистора. Оскільки транзистор увімкнений послідовно з первинною обмоткою трансформатора, то зменшення напруги на колекторі призводить до збільшення напруги на первинній обмотці. Додатний приріст напруги на первинній обмотці передається у вторинну обмотку і через конденсатор $C2$ прикладається до переходу база-емітер транзистора. Вторинна обмотка увімкнена так, що полярність напруги на вторинній обмотці і полярність імпульсу запуску однакові, отже замикається петля додатного зворотного зв'язку і транзистор форсовано із активного стану переходить у стан насичення. Таким чином формується фронт імпульсу.

Процеси формування вершини імпульсу, спаду імпульсу і паузи протікають аналогічно відповідним процесам в автоколивальному режимі.

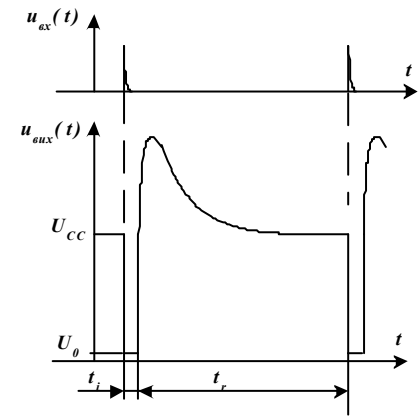


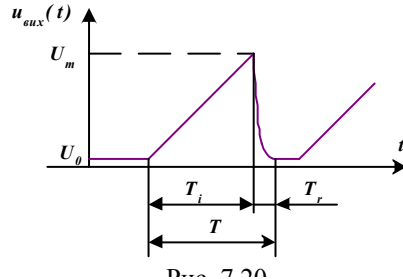
Рис. 7.19

7.4 Генератори пилкоподібної напруги і струму

Генератори пилкоподібної напруги і струму широко застосовуються в генераторах розгортки електронних осцилографів, у перетворювачах напруги в інтервал часу, у системах широтно-імпульсної модуляції та в багатьох інших системах.

Пилкоподібна напруга (струм) складається з двох основних частин: **робочого** і **зворотного** ходу (рис. 7.20) і характеризується такими основними параметрами:

- початковим рівнем U_0 ;
- амплітудою U_m ;
- тривалістю робочого ходу T_i і зворотного ходу T_r ;
- періодом повторення T ;
- середньою швидкістю ходу $V = U_m / T_i$.



Якісні характеристики імпульсних пристроїв, де застосовуються генератори пилкоподібної напруги (струму), залежать від ступеня лінійності робочого ходу пилкоподібної напруги, який характеризується коефіцієнтом нелінійності

$$K_n = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\min}}, \quad (7.19)$$

який залежить від максимальної $V_{\max}$ і мінімальної $V_{\min}$ швидкостей ходу. Максимальна швидкість $V_{\max}$ спостерігається, як правило, на початку, а мінімальна $V_{\min}$ у кінці робочого ходу. Ще одним важливим параметром генераторів пилкоподібної напруги є коефіцієнт використання напруги живлення

$$\xi = \frac{U_m}{U_{CC}}. \quad (7.20)$$

Коефіцієнт використання напруги живлення показує яку частку від напруги живлення U_{CC} складає амплітуда U_m пилкоподібного імпульсу.

Основним принципом отримання напруги, що лінійно залежить від часу, є заряджання (розряджання) кон-

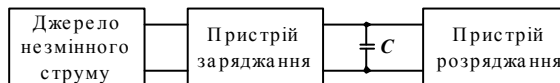


Рис. 7.21

денсатора незмінним струмом. Структура генератора пилкоподібної напруги, що реалізує цей принцип наведена на рис. 7.21.

Напруга на конденсаторі $u_C(t)$ ємністю C прямо пропорційна накопиченому заряду

$$u_C(t) = \frac{q(t)}{C}. \quad (7.21)$$

Враховуючи, що накопичений за час t на обкладках конденсатора заряд прямо пропорційний струму заряджання, тобто

$$q(t) = I \cdot t, \quad (7.22)$$

то вираз (7.21) для напруги на конденсаторі можна записати у вигляді

$$u_C(t) = \frac{q(t)}{C} = \frac{I}{C} \cdot t = V \cdot t. \quad (7.23)$$

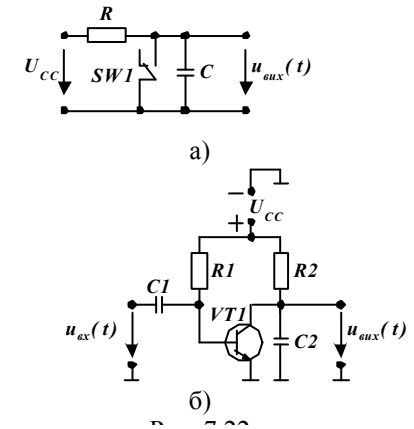
Отже, якщо конденсатор заряджати незмінним струмом, то напруга на конденсаторі змінюється прямо пропорційно тривалості накопичення заряду, тобто лінійно змінюється з плином часу. Швидкість робочого ходу визначається струмом заряджання $V = I/C$, отже коефіцієнт нелінійності залежить від стабільності струму заряджання.

Різноманітні схеми генераторів пилкоподібної напруги відрізняються в принципі способом підтримання незмінності зарядного струму конденсатора. Розглянемо найпоширеніші генератори пилкоподібної напруги.

Найпростіший генератор пилкоподібної напруги.

Якщо до лінійності пилкоподібної напруги не висуваються високі вимоги, то застосовують найпростіший генератор пилкоподібної напруги (рис. 7.22 а), який складається з джерела постійної напруги U_{CC} , опору R , ключа SW , конденсатора C .

У початковому стані ключ SW замкнений і напруга на конденсаторі дорівнює нуля. Робочий хід починається з моменту розмикання ключа. Починаючи з цього моменту, конденсатор C починає заряджатися через резистор R від джерела живлення U_{CC} . Напруга на конденсаторі змінюється за експоненціальним законом



$$u_C(t) = u_{\text{вих}}(t) = U_{CC} \left(1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \right). \quad (7.24)$$

Для формування робочого ходу використовують початкову ділянку цієї напруги від нуля до U_m . Коефіцієнт нелінійності такої напруги дорівнює

$$K_n = 1 - e^{-\frac{T_i}{R \cdot C}}, \quad (7.25)$$

тобто залежить від співвідношення тривалості прямого ходу T_i і сталої часу $\tau = RC$. У кінці прямого ходу $t = T_i$ коефіцієнт нелінійності максимальний і дорівнює

$$K_n = U_m / U_{CC}.$$

Щоб забезпечити високу лінійність вихідної напруги, необхідно подавати напругу U_{CC} , яка у багато разів перевищує амплітуду пилкоподібної напруги U_m .

На рис. 7.22 б наведено реалізація найпростішого генератора пилкоподібної напруги на основі біполярного транзистора, який виконує роль ключа. У початковому стані транзистор відкритий струмом бази від джерела живлення через резистор $R1$ і напруга на конденсаторі практично дорівнює нулю (рис. 7.23). З приходом імпульсу запуску на базу, транзистор закривається і утримується у закритому стані упродовж всього терміну дії імпульсу. Конденсатор починає заряджатися і напруга на ньому збільшується за експоненціальним законом

$$u_C(t) = U_{CC} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_2 C}} \right). \quad (7.26)$$

У момент закінчення імпульсу запуску струм бази збільшується і транзистор відкривається. Конденсатор починає розряджатися через відкритий транзистор. Таким чином формується зворотний хід.

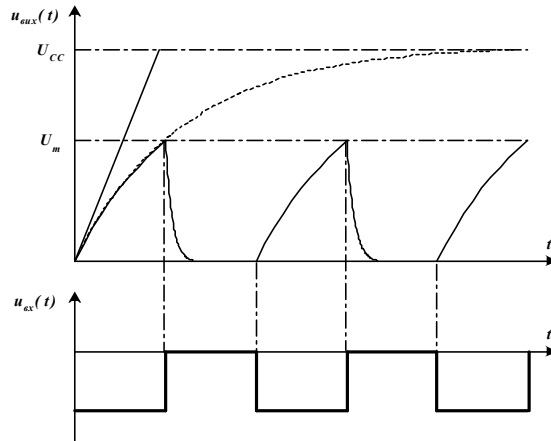


Рис. 7.23

Генератори пилкоподібної напруги з джерелами (стабілізаторами) струму.

У найпростішому генераторі пилкоподібної напруги струм заряджання конденсатора зменшується по мірі накопичення заряду на обкладинках конденсатора і відповідного збільшення напруги на конденсаторі. Зміна струму заряджання є основною причиною нелінійності напруги на конденсаторі. Одним з методів зменшення нелінійності є застосування для заряджання конденсатора спеціального джерела струму, вихідний струм якого майже не залежить від напруги. Часто такі джерела струму називають ще **стабілізаторами струму**.

На рис. 7.24 наведена принципова схема генератора пилкоподібної напруги, до складу якого входить спеціальне джерело (стабілізатор) струму (обведений на рисунку штрих-пунктирною лінією). Стабілізатор струму побудований на основі транзистора $VT2$, який працює в активному режимі. Активний режим роботи транзистора забезпечується зміщенням колекторного $p-n$ переходу у зворотному напрямі за рахунок джерела живлення U_{CC} , а емітерного $p-n$ переходу у прямому напрямі за рахунок електрорушійної сили E_s додаткового джерела напруги GB . Напруга U_{BE} на емітерному $p-n$ переході вибирається приблизно рівною напрузі відсікання, тобто близько 0,7 В для кремнієвих транзисторів і 0,3 В для германієвих транзисторів. Струм емітера визначається за законом Ома

$$I_E = \frac{E_s - U_{BE}}{R_2}. \quad (7.27)$$

Враховуючи, що здебільшого $U_{BE} \ll E_s$, вираз (7.27) можна записати

$$I_E \cong \frac{E_s}{R_2}. \quad (7.28)$$

Колекторний струм I_K пов'язаний з емітерним I_E через коефіцієнт передачі α

$$I_K = \alpha \cdot I_E. \quad (7.29)$$

Транзистор $VT1$ виконує роль ключа. До приходу імпульсу запуску транзистор знаходиться у стані насичення за рахунок струму бази через резистор $R1$ від джерела живлення. Напруга на конденсаторі $C2$ дорівнює напрузі на

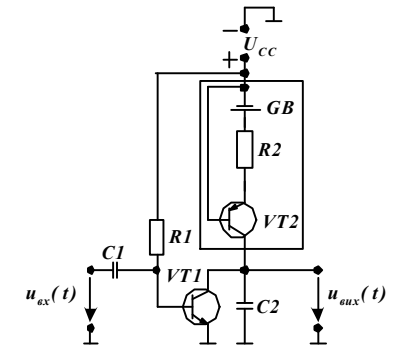


Рис. 7.24

насиченому транзисторі, тобто одиниці вольт. Струм стабілізатора проходить через відкритий транзистор $VT1$.

У момент приходу імпульсу запуску через розділовий конденсатор, транзистор $VT1$ закривається і конденсатор $C2$ починає заряджатися струмом стабілізатора. Напруга на конденсаторі $C2$, а значить і на колекторах транзисторів $VT1$ і $VT2$ зростає. Тривалість робочого ходу визначається тривалістю імпульсу запуску.

В момент закінчення імпульсу запуску транзистор $VT1$ відкривається і конденсатор розряджається через відкритий транзистор. Так формується зворотний хід.

Генератори пилоподібної напруги з компенсацією.

Ще одним способом досягнення незмінності струму заряджання є увімкнення додаткового джерела, напруга якого змінювалася б за таким же законом, що і напруга на конденсаторі і таким чином компенсувала б зменшення напруги на зарядному резисторі. На рис. 7.25 наведена принципова електрична схема генератора пилоподібної напруги, який реалізує цей спосіб. Транзистор $VT1$ виконує роль ключа, який відкритий у початковому стані і закривається імпульсом запуску. На транзисторі $VT2$ побудований емітерний повторювач, вихідна напруга якого відрізняється від напруги на конденсаторі $C2$ напругою на емітерному переході, тобто практично повторює напругу на конденсаторі.

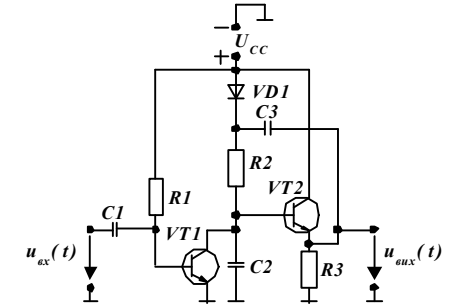


Рис. 7.25

Генератор пилоподібної напруги на операційному підсилювачі.

У розглянутих раніше генераторів пилоподібної напруги можна досягнути коефіцієнта нелінійності не вище одиниць відсотків. На сучасному етапі розвитку імпульсної техніки вимоги до точності пристроїв істотно зросли. Застосування операційних підсилювачів для побудови високоточних генераторів пилоподібної напруги дає змогу задовольнити ці зрослі вимоги.

Принципова електрична схема генератора пилоподібної напруги на основі операційного підсилювача наведена на рис. 7.26. Конденсатор C увімкнений у коло паралельного зворотного зв'язку. Оскільки коефіцієнт підсилення операційного підсилювача становить сотні, тисячі і навіть десятки тисяч, вхідна диференціальна напруга між прямим та інверсним входами в стільки ж разів менше вихідної напруги і потенціал інверсного входу майже дорівнює нулю. Конденсатор C заряджається незмінним струмом, який дорівнює вхідному струму через резистор, тому вихідна напруга такого генератора має високу ступінь лінійності.

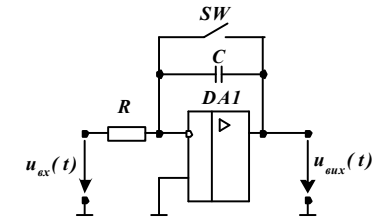


Рис. 7.26

7.6 Вимірювальні генератори імпульсів

Генератором вимірювального сигналу називається засіб вимірювання, призначений для генерації сигналів заданої форми, параметри сигналів відомі із заданою точністю. Сигнали вимірювальних генераторів використовуються як тестові для перевірки режимів роботи вимірювальних та електронних приладів.

За формою вихідних сигналів вимірювальні генератори поділяються на генератори синусоїдних сигналів, генератори імпульсних сигналів і генератори шумових сигналів. Вихідна частота може змінюватися плавно або дискретно.

Вимірювальні генератори характеризуються такими основними параметрами.

Діапазон частот. Діапазон частот генератора характеризується коефіцієнтом покриття, який дорівнює відношенню максимальної частоти до мінімальної. Коефіцієнт покриття залежить від конструкції застосованих в генераторі коливальних систем і від структури генератора. На низьких і високих частотах коливальні системи виконуються як електричні кола із зосередженими параметрами R , L , C . На надвисоких частотах як коливальні системи використовуються відрізки коаксіальних ліній або об'ємні резонатори, параметри яких змінювати досить складно.

Точність встановлення частоти визначаються в генераторів з плавною зміною частоти якістю шкальних пристроїв і механізмів приводів для зміни частоти. Вимірювальні генератори загального застосування оснащуються заздалегідь гравірованими шкалами і частота генератора вводиться в межі шкали за допомогою елементів налаштування.

Абсолютна похибка встановлення частоти для генераторів, як правило, виражається формулою

$$\Delta = \pm(\delta f + \Delta_a), \quad (7.30)$$

де δ — відносна мультиплікативна похибка, яка домінує на верхніх частотах, Δ_a — абсолютна адитивна похибка, яка домінує на нижніх частотах.

Стабільність частоти є однією з найважливіших характеристик вимірювальних генераторів. У генераторів з плавною зміною частоти причиною нестабільності є зміна геометричних розмірів елементів коливальних контурів, зміна електричних параметрів елементів і деталей, зміна напруги живлення, вплив навантаження генератора.

Для підвищення стабільності частоти застосовують низку технологічних, конструктивних і схемотехнічних заходів. Це дозволяє знизити нестабільність генераторів з плавною зміною частоти до $10^{-3} \dots 10^{-4}$. Для зниження нестабільності до $10^{-6} \dots 10^{-7}$ застосовують кварцову стабілізацію частоти.

Форма вихідного сигналу підтримується у генераторів синусоїдного сигналу застосуванням глибокого зворотного зв'язку. Отримання і збереження заданої форми імпульсів забезпечується формувальними каскадами і широкосмуговими підсилювачами з лінійними частотними і фазовими характеристиками.

Діапазон зміни вихідного сигналу забезпечуються подільниками і атенюаторами. Для дослідження і налаштування високочутливих приладів вихідну напругу генератора необхідно змінювати у діапазоні ста і більше децибел.

Імпульсні сигнали вимірювальної інформації широко застосовуються в радіоелектроніці, телекомунікаційній, обчислювальній та вимірювальній техніці.

У радіоелектронній апаратурі, електронних та вимірювальних пристроях для налагодження, перевірки та контролю імпульсних пристроїв і вузлів а також для зняття перехідних характеристик різноманітних пристроїв використовуються генератори, вихідні сигнали яких мають форму прямокутних, трикутних, пілоподібних імпульсів, або імпульсів спеціальної форми.

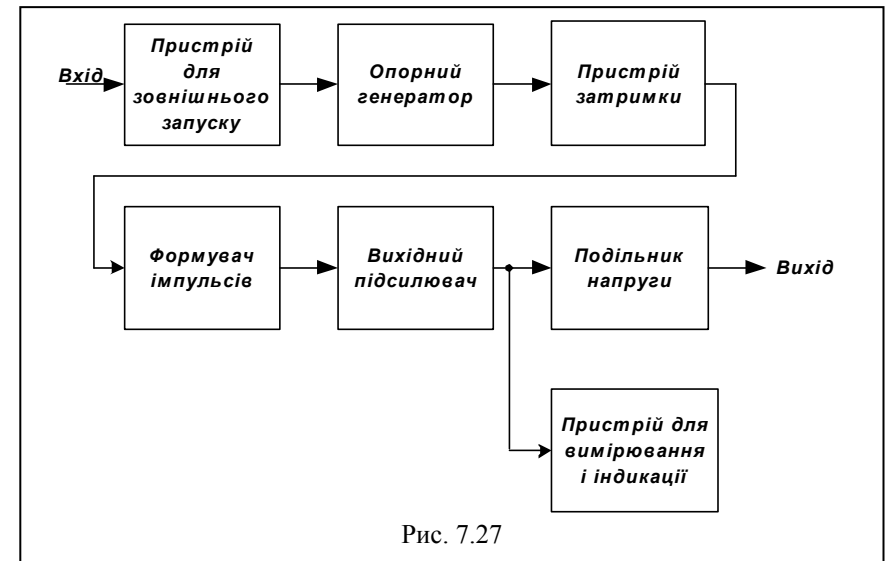


Рис. 7.27

За кількістю каналів генератори поділяються на одноканальні і багатоканальні.

За характером послідовності імпульсів розрізняють генератори неперервної послідовності імпульсів з однаковими параметрами і генератори серій імпульсів, кожна з яких складається з фіксованої кількості імпульсів.

За точністю генератори діляться на класи точності від 0,01 до 10.

Узагальнена структура генератора імпульсів наведена на рис. 7.27.

Опорний генератор призначений для збудження коливань із заданою частотою і амплітудою. Частоту генератора можна встановити із заданою точністю за допомогою органів керування приладу. Опорний генератор має два режими роботи: неперервний або автоколивальный і режим очікування, в якому генератор збуджується і формує імпульс на виході в разі дії на його вхід зовнішнього синхроімпульсу.

Пристрій затримки призначений для затримки сформованого імпульсу відносно зовнішнього імпульсу запуску. Режим затримки дуже зручний для спостереження і вимірювання параметрів багатьох пристроїв і сигналів. Формування імпульсів заданої форми і тривалості здійснюється за допомогою формувача.

Вихідний підсилювач має широку смугу частот і підсилює сформований імпульс до заданої амплітуди і тривалості. За допомогою вихідного підсилювача можна змінювати полярність імпульсу.

Подільник напруги, або аттенюатор призначений для узгодження вихідного опору генератора з опором навантаження, а також для регулювання амплітуди імпульсів.

Розглянуті вище генератори синусоїдного сигналу та імпульсні генератори призначені для вимірювання та контролю невеликої кількості параметрів. Донедавна такі генератори задовольняли вимоги, які ставились тодішнім рівнем розвитку промисловості. Останнім часом, у зв'язку з бурхливим розвитком техніки, впровадженням новітніх технологій різко зросли вимоги до точності, динамічного і частотного діапазону, функціональних можливостей генераторів сигналу.

Застосування сучасних аналогових та цифрових мікросхем високого ступеня інтеграції, мікропроцесорів дозволяє створити генератори сигналів, які б задовольняли зростаючі вимоги.

Сучасні універсальні генератори сигналів будують, в основному, за структурою функціональних генераторів і синтезаторів сигналів.

Функціональні генератори базуються на принципі формування імпульсу за допомогою заряду і розряду конденсатора від стабільного джерела струму.

У **синтезаторах** вихідний сигнал формується за рахунок перетворення сигналу опорного кварцового генератора. Перетворення сигналу здійснюється за допомогою подільників частоти, перемножувачів частоти, частотних перетворювачів (модуляторів). Комбінуючи вихідні сигнали таких перетворювачів можна синтезувати сигнал з частотою в окремих точках широкого частотного діапазону з дискретністю в долі герца.

Сучасні універсальні генератори сигналів — це складні вимірювальні комплекси, до складу яких входять аналогові і цифрові мікросхеми високого рівня інтеграції, мікропроцесори, засоби відображення інформації.

Зокрема, застосування мікропроцесорів дозволяє створювати генератори сигналів з великою кількістю режимів роботи і видів сигналів, високими метрологічними характеристиками і забезпечує:

- оперативне введення і відображення інформації;
- керування параметрами сигналів і режимами роботи за заданою програмою;
- самодіагностику приладу.

Вимірювальний генератор з мікропроцесорним керуванням не має традиційних органів керування і установки параметрів, а функції вводу і відображення інформації здійснюється за допомогою алфавітно-цифрового дисплея та клавіатури. Введення параметрів, програм і даних здійснюється в діалоговому режимі. При цьому висвічується назва вибраного параметра, після чого оператор за допомогою клавіатури вводить його значення.

Генератор генерує сигнал таких основних форм: синусоїдної, прямокутної, трикутної, пилкоподібної. Крім цих основних форм, сучасні генератори можуть генерувати сигнал довільної форми, яка задається оператором. Для цього передбачена пам'ять, в яку заносяться ординати бажаної форми сигналу.

Сучасні генератори генерують сигнал в частотному діапазоні від мікрогерців до сотень мегагерців. В генераторах передбачено режим періодичної зміни частоти сигналу у часі за лінійним та логарифмічним законом. Зміна частоти здійснюється програмно, за допомогою електронних засобів. Крім того, забезпечено програмне керування границями зміни частоти, періодом, швидкістю. У деяких моделях генераторів передбачена ступінчата зміна частоти.

У більшості сучасних універсальних генераторів передбачається режим модуляції сигналу: амплітудної, частотної, фазової тощо. Вбудований мікропроцесор дозволяє програмно керувати режимами і параметрами модуляції.

Крім генерації неперервної періодичного сигналу необхідної форми, у багатьох моделях сучасних генераторів сигналу передбачено режим генерації одиночних імпульсів заданої форми або заданої кількості однакових імпульсів. Момент генерації сигналу задається програмно подачею спеціального синхроімпульсу.

7.5 Генератори функцій і універсальні генератори

Розглянуті вище генератори синусоїдного сигналу та імпульсні генератори призначені для вимірювання та контролю невеликої кількості параметрів. Донедавна такі генератори задовольняли вимоги, які ставились тодішнім рівнем розвитку промисловості. Останнім часом, у зв'язку з бурхливим розвитком техніки, впровадженням новітніх технологій різко зросли вимоги до точності, динамічного і частотного діапазону, функціональних можливостей генераторів сигналу.

Застосування сучасних аналогових та цифрових мікросхем високого ступеня інтеграції, мікропроцесорів дозволяє створити генератори сигналів, які б задовольняли зростаючі вимоги.

Сучасні універсальні генератори сигналів будують, в основному, за структурою функціональних генераторів і синтезаторів сигналів.

Функціональні генератори базуються на принципі формування імпульсу за допомогою заряду і розряду конденсатора від стабільного джерела струму.

У **синтезаторах** вихідний сигнал формується за рахунок перетворення сигналу опорного кварцового генератора. Перетворення сигналу здійснюється за допомогою подільників частоти, перемножувачів частоти, частотних перетворювачів (модуляторів). Комбінуючи вихідні сигнали таких перетворювачів можна синтезувати сигнал з частотою в окремих точках широкого частотного діапазону з дискретністю в долі герца.

Сучасні універсальні генератори сигналів — це складні вимірювальні комплекси, до складу яких входять аналогові і цифрові мікросхеми високого рівня інтеграції, мікропроцесори, засоби відображення інформації.

Зокрема, застосування мікропроцесорів дозволяє створювати генератори сигналів з великою кількістю режимів роботи і видів сигналів, високими метрологічними характеристиками і забезпечує:

- оперативне введення і відображення інформації;
- керування параметрами сигналів і режимами роботи за заданою програмою;
- самодіагностику приладу.

Вимірювальний генератор з мікропроцесорним керуванням не має традиційних органів керування і установки параметрів, а функції вводу і відображення інформації здійснюється за допомогою алфавітно-цифрового дисплея та клавіатури. Введення параметрів, програм і даних здійснюється в діалоговому режимі. При цьому висвічується назва вибраного параметра, після чого оператор за допомогою клавіатури вводить його значення.

Генератор генерує сигнал таких основних форм: синусоїдної, прямокутної, трикутної, пилоподібної. Крім цих основних форм, сучасні генератори можуть генерувати сигнал довільної форми, яка задається оператором. Для

цього передбачена пам'ять, в яку заносяться ординати бажаної форми сигналу.

Сучасні генератори генерують сигнал в частотному діапазоні від мікрогерців до сотень мегагерців. В генераторах передбачено режим періодичної зміни частоти сигналу у часі за лінійним та логарифмічним законом. Зміна частоти здійснюється програмно, за допомогою електронних засобів. Крім того, забезпечено програмне керування границями зміни частоти, періодом, швидкістю. У деяких моделях генераторів передбачено ступінчата зміна частоти.

У більшості сучасних універсальних генераторів передбачається режим модуляції сигналу: амплітудної, частотної, фазової тощо. Вбудований мікропроцесор дозволяє програмно керувати режимами і параметрами модуляції.

Крім генерації неперервної періодичного сигналу необхідної форми, у багатьох моделях сучасних генераторів сигналу передбачено режим генерації одиночних імпульсів заданої форми або заданої кількості однакових імпульсів. Момент генерації сигналу задається програмно подачею спеціального синхроімпульсу.

Контрольні запитання і завдання

1. Які функції виконують генератори імпульсів?
2. Назвіть основні види генераторів імпульсів.
3. Яку структуру має мультівібратор на біполярних транзисторах?
4. Поясніть принцип дії мультівібратора на операційних підсилювачах.
5. Які особливості має мультівібратор на логічних елементах?
6. Як побудувати генератор імпульсів на інтегральному таймері?
7. Висвітліть принцип роботи блокінг-генератора.
8. Де використовується блокінг-генератори?
9. Які характеристики і параметри має генератор пилоподібної напруги?
10. Які способи поліпшення лінійності пилоподібної вихідної напруги генераторів Ви знаєте?
11. Що таке вимірювальні генератори і де вони застосовуються?
12. Які функції виконують універсальні генератори?

РОЗДІЛ 8. ФОРМУВАЧІ І ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ІМПУЛЬСІВ

У каналах пристроїв імпульсної техніки здійснюється складна обробка сигналів. Для виконання різноманітних операцій обробки сигналів від найпростіших — обмеження амплітуди імпульсів, формування імпульсів з крутими фронтами до складних — формування імпульсів із заданою формою, тривалістю і частотою призначені спеціальні імпульсні пристрої — формувачі імпульсів. Формувачі імпульсів часто застосовуються для поліпшення форма імпульсів, яка була спотворена під час проходження каналами імпульсних пристроїв.

У багатьох випадках для генерації сигналів складної форми доцільно застосовувати не спеціально призначені для цього генератори, якісні характеристики яких складно забезпечити, а генератори імпульсів простої форми, наприклад прямокутної і далі за допомогою формувачів формувати імпульси заданої форми.

8.1 Обмежувачі імпульсів

У багатьох пристроях імпульсної техніки під час проходження імпульсних сигналів каналами передачі інформації, особливо радіоканалами, форма імпульсів, зокрема їх амплітуда, спотворюється.

Щоб поліпшити форму таких імпульсів, зокрема сформувати імпульси стабільної, наперед заданої амплітуди призначені обмежувачі імпульсів.

Крім формування імпульсів стабільної амплітуди з крутими фронтами, обмежувачі є складовими частинами селекторів імпульсів, призначених для вибору імпульсів із послідовності, амплітуда яких задовольняє певні вимоги.

У пристроях частотно-імпульсної, фазо-імпульсної і широтно-імпульсної модуляції амплітуда імпульсів не є інформативним параметром, тому для усунення впливу амплітуди імпульсів на інформативні параметри (частота,

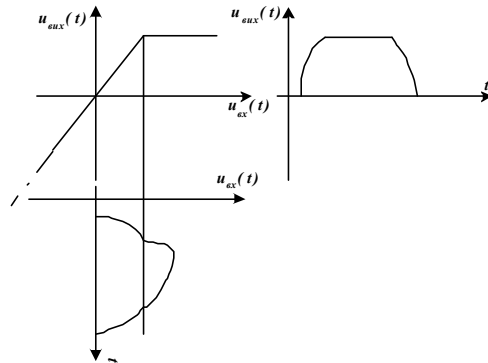


Рис. 8.1

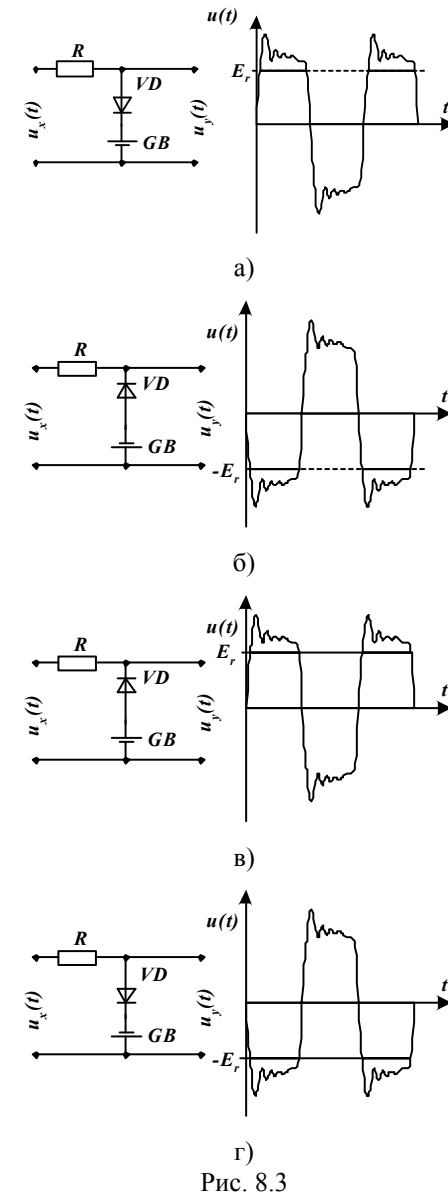
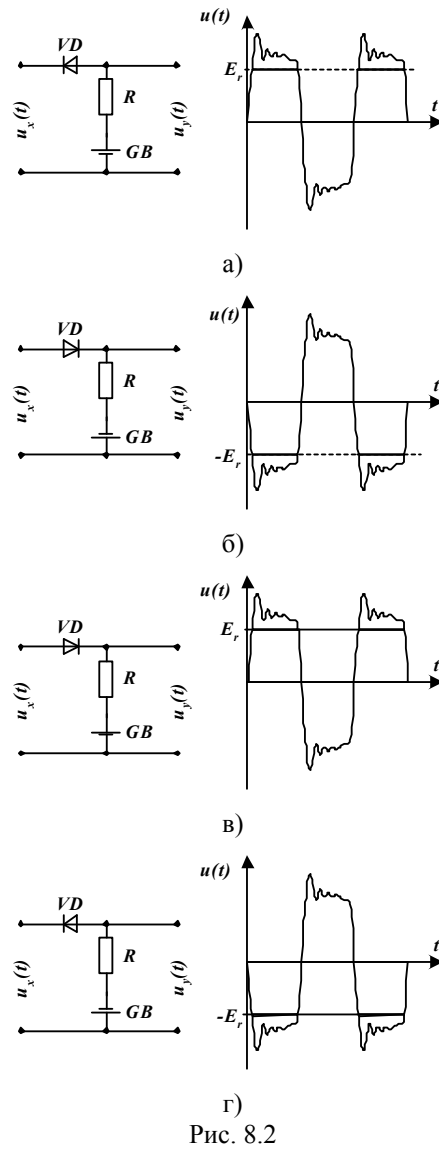
фаза, тривалість імпульсів) здійснюється обмеження імпульсів на заданому рівні за допомогою обмежувачів.

Обмежувачем називається пристрій, вихідний сигнал якого залишається практично незмінним, якщо вхідний сигнал перевищує певне значення. Обмеження імпульсів може бути *зверху*, якщо обмежується амплітуда імпульсів додатної полярності, *знизу*, якщо обмежуються імпульси від'ємної полярності і *двобічне обмеження*, якщо обмежується амплітуда імпульсів як додатної, так і від'ємної полярності.

Статична характеристика обмежувача, тобто залежність вихідного сигналу від вхідного є істотно нелінійна і має дві ділянки: *лінійну*, у межах якої вхідний сигнал має передаватися на вихід якомога точніше, з найменшими спотвореннями і *ділянку обмеження*, у межах якої вихідний сигнал підтримується із заданою точністю на сталому рівні. Відповідно до цього розрізняють два режими роботи обмежувача: *лінійний режим* передачі сигналу і *режим обмеження*.

Обмежувачі можуть реалізовуватися як на окремих напівпровідникових елементах (діодах, транзисторах), так і на окремих електронних пристроях, зокрема на операційних підсилювачах.

Діодні обмежувачі.



Діодні обмежувачі складаються з таких елементів: напівпровідниковий діод VD , джерело електрорушійної сили GB , резистор R .

Якщо діод увімкнений послідовно з вихідними полюсами обмежувача, то такі обмежувачі називаються **послідовними** (рис. 8.2), а якщо паралельно, — то **паралельними** (рис. 8.3).

Послідовні обмежувачі працюють у лінійному режимі передачі вхідної напруги на вихід, якщо діод VD зміщений у прямому напрямі, тобто коли потенціал анода V_a більший за потенціал катода V_c і, отже, напруга на діоді має позитивну полярність. Паралельні ж обмежувачі працюють у режимі обмеження, якщо діод зміщений у прямому напрямі. Якщо ж діод зміщений у зворотному напрямі, то послідовні

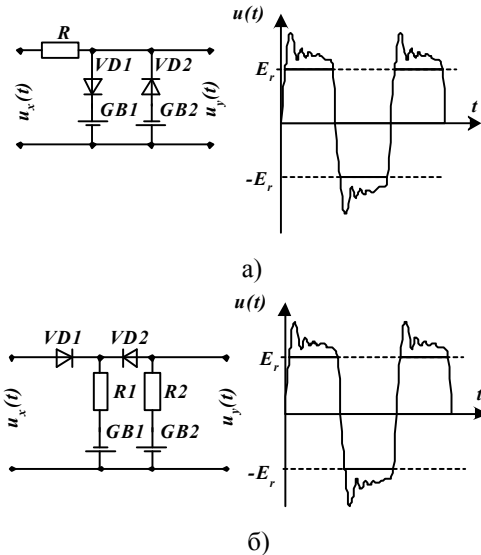


Рис. 8.4

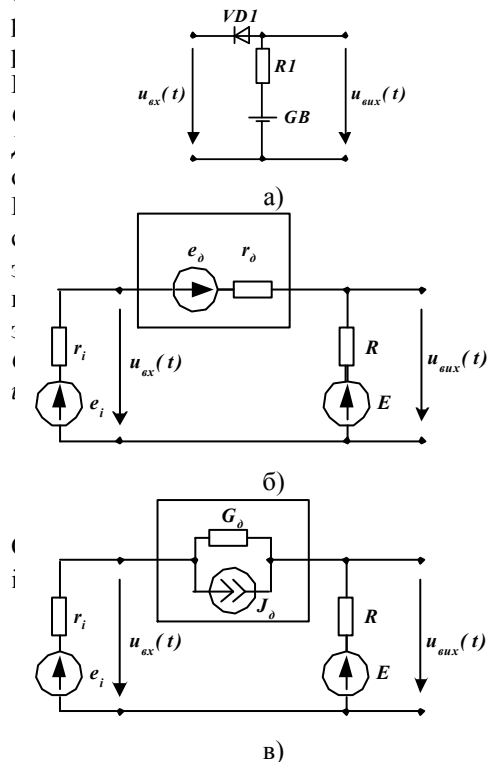


Рис. 8.5

алу.
жерела електрорушійної сили

садно з'єднаних однобічних

обмежувача у режимі передачі
8.5. Діод у режимі прямого
нням джерела ЕРС e_D і внутрі-
зміщення — паралельним
переходу і його провідністю
вача від його вхідної напруги

$$\frac{r_D + r_i}{R + r_D + r_i} E = \quad (8.1)$$

ього опору r_i джерела сигналу
тому $\Delta u_E \ll k u_x(t)$. Складова

вихідного сигналу $u_{y0}(t) = k u_x(t) = \frac{R}{R + r_D + r_i} u_x(t)$ характеризує рівняння

обмежувача без похибки, відповідно складова $\Delta u_D = \frac{R}{R + r_D + r_i} e_D$ — це

похибка вихідного сигналу, обумовлена неідеальністю діода, складова

$\Delta u_E = \frac{r_D + r_i}{R + r_D + r_i} E$ — похибка вихідного сигналу, спричинена дією джере-

ла електрорушійної сили, що задає рівень обмежень. Щоб зменшити похи-
бки обмежувача необхідно, як показує аналіз, збільшувати опір R резистора.
Вихідний опір послідовного обмежувача у режимі передачі сигналу дорів-
нює

$$R_y = \frac{R(r_i + r_D)}{R + r_i + r_D} \cong r_i + r_D \quad (8.2)$$

У режимі обмеження залежність вихідної напруги від вхідної відповідно до
схеми заміщення (рис. 8.5) матиме вигляд

$$u_y(t) = \frac{R}{R + 1/G_D + r_i} u_x(t) + \frac{R}{R + 1/G_D + r_i} \cdot \frac{J_D}{G_D} + \frac{1/G_D + r_i}{R + 1/G_D + r_i} E \cong \quad (8.3)$$

$$\cong G_D R u_x(t) + J_D R + E \approx E$$

Вихідний опір пристрою у режимі обмеження сигналу дорівнює

$$R_y = \frac{R(r_i + 1/G_D)}{R + r_i + 1/G_D} \cong R. \quad (8.4)$$

Як впливає з аналізу рівнянь (8.2), (8.4), вихідний опір послідовного діод-
ного обмежувача у режимі передачі сигналу набагато менший ніж у режимі
обмеження.

Транзисторні обмежувачі

Наявність у транзистора режиму насичення, відсікання і підсилення дає змогу використовувати його для обмеження амплітуди імпульсів. Найчастіше транзисторні обмежувачі застосовуються для формування прямокутних імпульсів з крутими фронтами із синусоїдної напруги.

На рис. 8.6 наведений обмежувач амплітуди імпульсів на транзисторі VT , увімкнений за схемою зі спільним емітером. Вхідна синусоїдна напруга подається через розділовий конденсатор $C1$, призначений для розділення змінної інформаційної складової напруги від постійних складових. Через резистор $R1$ у базу транзистора задається струм, значення якого визначає положення робочої точки на характеристиці транзистора. Вихідні імпульси знімаються з колектора транзистора через розділовий конденсатор $C2$.

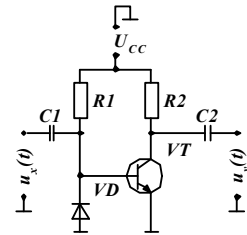


Рис. 8.6

Обмежувачі на операційних підсилювачах

Діодні обмежувачі мають невелику точність, крім того, щоб задати рівень обмежень потрібне додаткове джерело електрорушійної сили, тому такі обмежувачі застосовуються у пристроях з невисокими вимогами до точності.

Щоб забезпечити високу точність обмеження застосовуються обмежувачі на операційних підсилювачах.

До складу обмежувача входить операційний підсилювач DA , увімкнений у режимі інвертування сигналу, стабілітрони $VD1$, $VD2$, за допомогою яких задається верхній і нижній рівень обмеження і резистори $R1$, $R2$, що задають коефіцієнт підсилення сигналу у лінійному режимі.

Для обмеження амплітуди імпульсів використовується крутоспадна ділянка вольт-амперної характеристики у режимі відновлювального електричного пробію р-п-переходу, зміщеному в оберненому напрямі. На цій ділянці вольт-амперної характеристики напруга на стабілітроні майже не змінюється зі значною зміною струму через стабілітрон і називається напругою стабілізації U_r . У режимі прямого зміщення вольт-амперна характеристика стабілітрона така сама як і у звичайного діода.

Операційний підсилювач працює у лінійному режимі підсилення вхідного сигналу з коефіцієнтом підсилення $k_U = -R_2/R_1$, якщо його вихідна на-

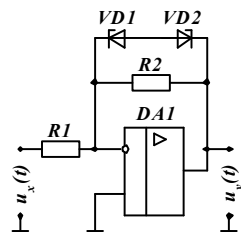


Рис. 8.7

пруга $u_y(t)$ знаходиться у межах від нижнього $-U_r^0$ до верхнього U_r^1 рівнів обмеження, тобто $-U_r^0 \leq u_y(t) \leq U_r^1$ (рис. 8.8).

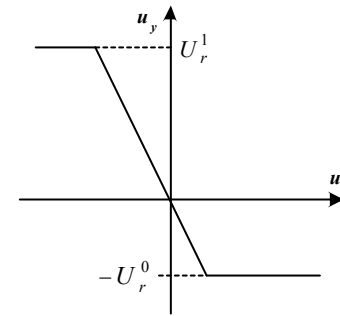


Рис. 8.8

Якщо вихідна напруга перевищить верхній рівень обмеження $u_y(t) > U_r^1$, який задається напругою стабілізації стабілітрона $VD1$, то стабілітрон пробивається і напруга на виході операційного підсилювача залишається незмінною і рівною U_r^1 , не зважаючи на зміну вхідного сигналу $u_x(t)$. Пристрій працює аналогічно, якщо вхідна напруга стає меншою ніж нижній рівень обмеження $u_y(t) < U_r^0$,

який задається напругою стабілізації стабілітрона $VD2$. Верхній U_r^1 і нижній U_r^0 рівні обмеження можна задавати незалежно один від одного, вибираючи стабілітрони з різною номінальною напругою стабілізації. Залежність амплітуди вихідного сигналу обмежувача від амплітуди вхідного сигналу, тобто передаточна характеристика обмежувача має вигляд ломаної лінії (рис. 8.8). Розміщення графіка передаточної характеристики у другому і четвертому квадрантах пояснюється тим, що операційний підсилювач працює в інверсному режимі.

Недоліком такого обмежувача є те, що рівні обмеження задаються номінальними напругами стабілізації стабілітронів і їх не можна змінювати.

На рис. 8.9 наведена схема обмежувача на операційному підсилювачі, рівні обмеження у якому можна змінювати за допомогою змінних резисторів R_4 , R_8 .

Операційний підсилювач DA увімкнений за інверсною схемою і охоплений лінійним зв'язком через резистор R_2 і двома нелінійними зворотними зв'язками через діоди $VD1$, $VD2$. Верхній U_r^1 і нижній U_r^0 рівні обмеження задаються резистивними подільниками напруг R_6 , R_5 та R_3 , R_4 і визначаються формулами

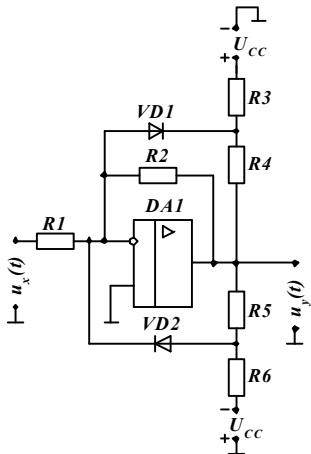


Рис. 8.9

$$U_r^1 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_1; \quad U_r^0 = \frac{R_5}{R_5 + R_6} U_2. \quad (8.5)$$

Якщо вихідна напруга підсилювача знаходиться у межах $-U_r^0 \leq u_y(t) \leq U_r^1$, то діоди $VD1, VD2$ закриті і зворотний зв'язок замикається через резистор R_2 . Тоді операційний підсилювач працює у лінійному режимі підсилення сигналу з коефіцієнтом підсилення $k_U = -R_2/R_1$. Якщо ж вихідна напруга перевищить верхній рівень обмеження $u_y(t) > U_r^1$, або стане меншою за нижній рівень обмеження $u_y(t) < U_r^0$, то потенціал анода

відповідного діода стане більшим за по-

тенціал катода і діод відкривається. Зворотний зв'язок замикається через діод і обмежує вихідну напругу на заданому рівні.

8.2 Одновібратори

Одновібратори призначені для формування імпульсів заданої тривалості і амплітуди під дією входніх імпульсів синхронізації. Крім того, одновібратор застосовується для затримки імпульсів на заданий відрізок часу.

Одновібратор має один стійкий стан, у якому він може знаходитися як завгодно довго. Під дією відносно короткотривалого імпульсу синхронізації, що діє на вході, одновібратор переходить у тимчасово стійкий (квазістійкий) стан. Тривалість перебування одновібратора у тимчасово стійкому стані визначається сталою часу, яка залежить від ємності конденсатора і опору резистора, через який цей конденсатор розряджається.

Перехід одновібратора зі стійкого стану у тимчасово стійкий, а також зворотний перехід відбувається за дуже короткий інтервал часу, практично миттєво, тому сформований одновібратором імпульс має круті фронти.

Для побудови одновібраторів використовуються дискретні елементи (транзистори, діоди, конденсатори, резистори), логічні елементи, операційні підсилювачі.

Одновібратор з емітерним зв'язком

Одновібратор складається з двох підсилювачів на транзисторах (рис. 8.10). Прямка передача сигналу з виходу першого підсилювача на вхід другого здійснюється через конденсатор $C2$. Зворотний зв'язок, тобто передача сигналу з виходу другого підсилювача на вхід першого здійснюється через емітерний резистор $R5$. Стійкий стан одновібратора, у якому він може знаходитися як завгодно

довго до приходу імпульсу синхронізації, характеризується тим, що транзистор $VT1$ закритий і знаходиться у стані відсікання, а транзистор $VT2$ — відкритий і знаходиться у стані насичення. Насичений стан транзистора $VT2$ забезпечується струмом бази, який протікає через резистор $R4$. Щоб забезпечити закритий стан транзистора необхідно вибрати значення резисторів $R1, R2, R5$ такі, щоб напруга на емітері $VT1$ була більша за напругу на його базі. Конденсатор $C2$ у цьому стані заряджений до напруги $U_{C2} = U_{CC} - U_{R2}$. Напруга на конденсаторі прикладена позитивним полюсом до колектора транзистора $VT1$, а негативним до бази транзистора $VT2$.

Формування фронту імпульсу. Якщо на базу транзистора $VT1$ через роздільний конденсатор $C1$ приходить імпульс запуску позитивної полярності з амплітудою, більшою за напругу на резисторі $R2$, то транзистор переходить із закритого стану в активний режим, потенціал його колектора зменшується і це зменшення потенціалу через конденсатор $C2$ передається на базу транзистора $VT2$. Під дією цього сигналу транзистор $VT2$ виходить із стану насичення і переходить в активний стан. Емітерний струм транзистора $VT2$ зменшується, зменшується напруга на резисторі $R5$, зменшується потенціал емітера $VT1$, що призводить до збільшення напруги на емітерному переході транзистора $VT1$. Таким чином, приріст напруги на емітерному переході транзистора $VT1$, спричинений входнім імпульсом запуску, підсилений першим і другим підсилювачем передається через канал зворотного зв'язку на вхід транзистора першого підсилювача, замикаючи тим самим кільце додатного зворотного зв'язку. Завдяки цьому процес переходу одновібратора із стійкого стану у тимчасово стійкий стан розвивається стрімко, лавиноподібно, практично миттєво, в результаті чого формується імпульс з крутим, майже вертикальним фронтом.

Формування вершини імпульсу. Вершина вихідного імпульсу формується у тимчасово стійкому стані, у який переходить одновібратор під дією імпу-

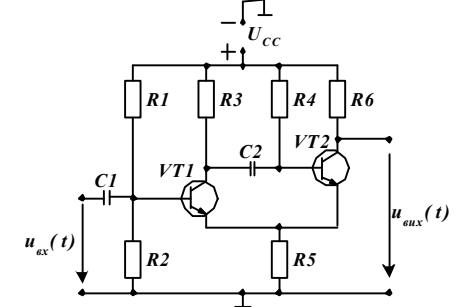


Рис. 8.10

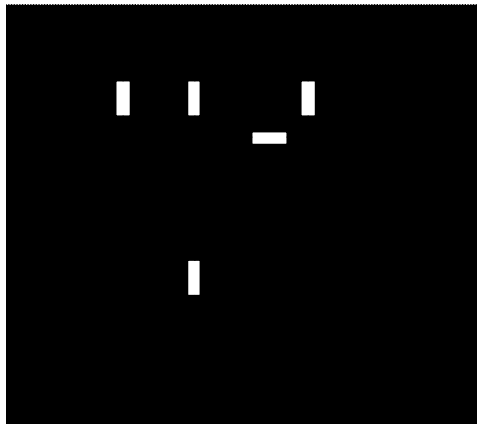
льсу запуску. У тимчасово стійкому стані транзистор $VT1$ відкритий і знаходиться у стані насичення, а транзистор $VT2$ — закритий і знаходиться у стані відсікання. Стан насичення транзистора $VT1$ забезпечується струмом бази через резистор $R1$. Транзистор $VT2$ утримується у закритому стані від'ємною напругою зарядженого конденсатора $C2$, прикладеної між емітером і базою $VT2$. У тимчасово стійкому стані відбувається перезарядження конденсатора $C2$ від напруги $U_{CC} - I_E R5$ до напруги, достатньої для відкриття транзистора $VT2$. Тривалість перебування однобрататора у тимчасово стійкому стані, тобто тривалість вихідного імпульсу визначається формулою

$$t_i = C2 \cdot R4 \ln(1 + U_{CC} / (U_{CC} + I_{k0} \cdot R)) \approx C2 \cdot R4 \cdot \ln 2 \approx C2 \cdot R4 \cdot 0.7 \quad (8.6)$$

Формування спаду імпульсу. Формування спаду імпульсу починається з моменту коли у процесі перезарядження додатна напруга на конденсаторі, прикладена до ділянки емітер-база транзистора $VT2$ досягне значення, достатнього для переведення транзистора із закритого стану в активний стан. У цьому стані транзистор відкривається, зростає струм через транзистор, збільшується напруга на спільному емітерному резисторі $R5$, зростає потенціал емітера $VT1$, відповідно зменшується напруга на ділянці емітер-база $VT1$. Під дією цієї напруги зменшується струм через транзистор, внаслідок чого зростає потенціал колектора $VT1$. Цей додатний приріст потенціалу через конденсатор $C2$ передається на базу транзистора і сприяє подальшому відкриттю транзистора $VT2$. Таким чином замикається кільце додатного зворотного зв'язку, процес набуває лавиноподібного характеру, транзистор $VT1$ закривається і переходить у стан відсікання, транзистор $VT2$ відкривається і переходить у насичений стан, однобрататор повертається в основний стійкий стан.

Однобрататор з колекторно-базовими зв'язками

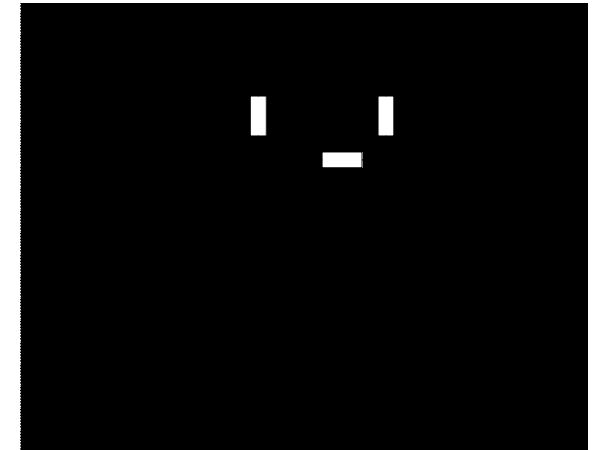
Однобрататор складається з двох транзисторів, що працюють у ключовому режимі. Обидва транзистори охоплені петлею додатного зворотного зв'язку через конденсатор $C1$ з колектора транзистора $VT1$ на базу транзистора $VT2$ і через паралельне з'єднання елементів $R4$, $C3$ з колектора транзистора $VT2$ на базу транзистора $VT1$.



Однобрататор має один стійкий стан, у якому він може знаходитися як зазвичай довго і один тимчасово стійкий стан, у який він переходить під дією імпульсу запуску.

У стійкому стані однобрататора транзистор $VT1$ закритий і знаходиться у режимі відсікання, а транзистор $VT2$ відкритий і знаходиться у режимі насичення.

Еквівалентна схема заміщення однобрататора у стійкому стані наведена на рис. 8.12. Режим відсікання транзистора $VT1$ забезпечується додатковим джерелом з вихідною напругою U_s , яка через резистивний подільник напруги $R3, R4$ переда-



ється на базу транзистора. Напруга на базі транзистора $VT1$ дорівнює $-U_s R4 / (R3 + R4)$, тому умова відсікання $u_{BE} < 0 \Rightarrow -U_s R4 / (R3 + R4) < 0$ забезпечується і транзистор $VT1$ надійно утримується у режимі відсікання. Режим насичення транзистора $VT2$ забезпечується струмом бази, який протікає через резистор $R2$. Опір резистора $R2$ вибирається із умови забезпечення режиму відсікання

$$\beta \cdot i_{B2}(t) \geq i_{C2} \Rightarrow \beta U_{CC} / R2 \geq U_{CC} / R5 \Rightarrow R2 \leq \beta R5.$$

Формування фронту імпульсу. Однобрататор переходить із стійкого стану у тимчасово стійкий під дією імпульсу запуску позитивної полярності, що подається через розділовий конденсатор $C2$ на базу транзистора $VT1$. Амплітуда імпульсу запуску має перевищувати напругу зміщення на базі транзистора. Якщо ця умова виконується, то під дією імпульсу запуску транзистор $VT1$ переходить із режиму відсікання в активний режим.

У активному режимі збільшується струм колектора і зменшується напруга на колекторі. Від'ємний приріст напруги з колектора транзистора $VT1$ передається через конденсатор $C1$ на базу транзистора $VT2$. Струм бази транзистора $VT2$ зменшується, неосновні носії заряду у базі розсмоктовуються, транзистор виходить із режиму насичення і переходить в активний режим. Тривалість виходу транзистора $VT2$ із режиму насичення визначається ступенем насичення транзистора.

З переходом транзистора $VT2$ в активний режим, замикається петля додатного зворотного зв'язку, яка охоплює обидва транзистори. Прирости напруги і струму транзисторів взаємно підсилюються і одновібратор стрибком переходить у тимчасово стійкий стан, у якому транзистор $VT1$ відкритий і знаходиться у режимі насичення, а транзистор $VT2$ закритий і знаходиться у стані відсікання.

Формування вершини імпульсу.

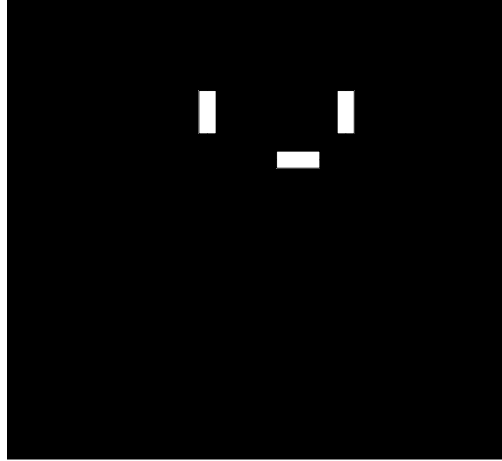
Еквівалентна схема заміщення одновібратора у тимчасово стійкому стані наведена на рис. 8.. У цьому стані відбувається процес заряджання прископлювального конденсатора $C3$ і розряджання конденсатора $C1$ (рис. 8.13).

Конденсатор $C3$ заряджається від джерела живлення через резистор $R5$ і напруга на ньому зростає за експоненціальним законом зі сталою

$$\tau_{31} = \frac{R_5 R_4}{R_5 R_4} C_3. \text{ оскільки конденсатор } C3 \text{ з'єднаний з колектором тран-}$$

зистора $VT2$, то за таким самим законом збільшується вихідна напруга. Тривалість цього процесу, тобто тривалість фронту вихідного імпульсу приблизно дорівнює $t_f \cong 3 \cdot \tau_{31}$.

Конденсатор $C1$, який у попередньому стані був заряджений до напруги U_{C1}^0 майже рівної напрузі живлення $U_{C1}^0 \cong U_{CC}$, перезаряджається від джерела живлення через резистор $R2$ до напруги живлення протилежної полярності. Напруга на конденсаторі $C1$ зростає за експоненціальним законом зі сталою часу $\tau_1 = C_1 R_2$ від значення $U_{C1}^0 \cong -U_{CC}$ до значення $U_{C1}^1 \cong +U_{CC}$. Ця напруга прикладена до емітерного переходу транзистора $VT2$ і надійно утримує його у режимі відсікання.



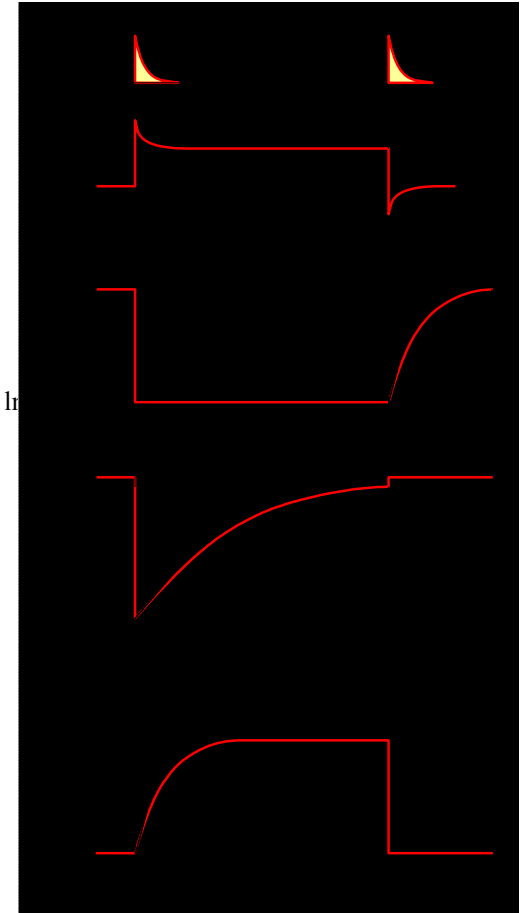
У той момент, коли напруга на конденсаторі $C1$, зростаючи, перевищить нульовий рівень, транзистор $VT2$ перейде із режиму відсікання в активний режим і формування вершини вихідного імпульсу завершиться. Тривалість перебування одновібратора у тимчасово стійкому стані, тобто тривалість вихідного імпульсу дорівнюватиме

$$T_i = \tau_1 \ln \frac{2U_{CC}}{U_{CC}} = \tau_1 \ln 2 = R_2 C_1 \ln 2 \quad (8.7)$$

Формування спаду імпульсу. Колекторний струм транзистора $VT2$, який перейшов із режиму відсікання в активний режим, збільшується, а напруга на колекторі зменшується.

Від'ємний приріст напруги передається через конденсатор $C3$ на базу транзистора $VT1$. Струм бази цього транзистора починає зменшуватися і транзистор поступово виходить із режиму насичення і переходить в активний режим. З переходом транзистора $VT1$ в активний режим замикається петля додатного зворотного зв'язку, процес переходу лавинopodobно наростає і одновібратор стрибкоподібно переходить у стан, коли транзистор $VT1$ закритий, а транзистор $VT2$ відкритий.

Відновлення початкового стійкого стану. Після переходу транзистора $VT1$ у закритий, а транзистора $VT2$ у відкритий стан, починається процес заряджання конденсатора $C1$ і розряджання конденсатора $C2$. Конденсатор $C1$ заряджається від джерела живлення через резистор $R1$ струмом бази відкритого транзистора $VT2$. Напруга на конденсаторі $C1$, отже і напруга на колекторі $VT1$, збільшується за експоненціальним законом зі сталою часу $\tau_{11} = C_1 R_1$ від нульового значення до значення, майже рівного напрузі живлення U_{CC} . Тривалість заряджання конденсатора, отже і



тривалість спаду імпульсу на колекторі $VT1$ приблизно дорівнює $t_{b1} \cong 3\tau_{11}$. Струм заряджання конденсатора створює на внутрішньому опорі емітерного переходу напругу позитивної полярності, яка поступово спадає до усталеного значення.

Конденсатор $C3$, заряджений на попередньому етапі до напруги, майже рівної напрузі живлення, розряджається через резистор $R4$, а також через відкритий транзистор $VT2$ і резистор $R3$. Стала часу розряду конденсатора дорівнює $\tau_{30} = C_3 \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$. Напруга на конденсаторі $C3$ негативної полярності

експоненціально зменшується зі сталою часу τ_{30} і прикладена до бази транзистора $VT1$, надійно утримуючи його у стані відсікання. Тривалість розряду конденсатора $C3$ приблизно дорівнює $3 \cdot \tau_{30}$.

Одновібратор на логічних елементах

Одновібратор складається з двох логічних елементів І-НІ, один з яких увімкнений як інвертор (рис.8.15). Сигнал з виходу першого елемента $DD1$ на вхід другого передається через конденсатор C , а з виходу другого на вхід першого — безпосередньо.

Одновібратор має один стійкий стан, у якому логічний елемент $DD1$ знаходиться у стані логічного 0, а логічний елемент $DD2$

— у стані логічної 1. Стан логічної 1 елемента $DD2$ забезпечується тим, що вхідний струм елемента I_{x2}^1 , що витікає з $DD2$ через резистор R на спільну шину, створює на цьому резисторі напругу $U_R = I_{x2}^1 R$, яка менша порогового рівня U_r логічного елемента $U_R < U_r$, і тому сприймається як логічний 0. На один вхід логічного елемента $DD1$ поступає вхідний сигнал з рівнем логічної 1. Вихідний сигнал логічного елемента $DD2$, що має рівень логічної 1, поступає на другий вхід логічного елемента $DD1$, тому цей елемент утримується у стані логічного 0 з вихідним сигналом нижнього рівня. У такому стійкому стані одновібратор може перебувати як завгодно довго до приходу імпульсу запуску.

З приходом на перший вхід елемента $DD1$ фронту імпульсу запуску, який сформований як перепад напруги із рівня U^1 логічної 1 до рівня U^0 логічного 0, логічний елемент $DD1$ переходить від стану логічного 0 до стану логічної 1 і на його виході встановлюється сигнал високого рівня. Тривалість переходу t_{01} залежить від типу логічного елемента.

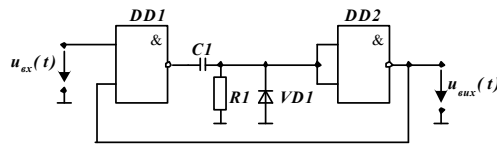


Рис. 8.15

Стрибок напруги з виходу елемента $DD1$ передається через конденсатор C на резистор R . Напруга на резисторі R у цей момент становить

$U_R = U^1 R / (R + r_{01})$, де r_{01} — вихідний опір елемента $DD1$. Враховуючи, що вихідний опір логічного елемента набагато менший за опір резистора R ,

можна вважати, що $U_R \cong U^1$. Напруга на резисторі R , прикладена до входу елемента $DD2$, перевищує пороговий рівень U_r , і тому елемент $DD2$ переходить із стану логічної 1 до стану логічного 0. Затримка t_{10} вихідного сигналу відносно вхідного визначається інертністю елемента. Отже, через інтервал $t_F = t_{01} + t_{10}$ після приходу фронту вхідного імпульсу, перехідні процеси в логічних елементах закінчуються, одновібратор переходить у тимчасово стійкий стан і на виході одновібратора встановлюється рівень логічного 0. Тривалість T_{ix} вхідного імпульсу запуску має бути не меншою тривалості перемикання логічних елементів: $T_{ix} \geq t_{01} + t_{10}$.

У тимчасово стійкому стані елемент $DD2$ утримується у стані логічного 0 напругою на резисторі R , а елемент $DD1$ у стані логічної 1 вихідною напругою нижнього рівня логічного елемента $DD1$.

Конденсатор C , заряджений у попередньому стані до напруги U^1 розряджається через резистор R і вихідний опір r_{01} елемента $DD1$. Напруга на резисторі R , зменшується за експоненціальним законом зі сталою часу $\tau_f = C(R + r_{01})$. У той момент, коли напруга на резисторі R , прикладена до входу логічного елемента $DD2$, зменшуючись, стане рівною пороговій напрузі U_r , елемент $DD2$ починає переходити у стан логічної 1. Тривалість перебування одновібратора у тимчасово стійкому стані, тобто тривалість вихідного імпульсу T_i , впродовж якого вхідна напруга елемента $DD2$ зменшиться від рівня U_{x2}^1 до порогового рівня U_r , становитиме

$$T_i = \tau_1 \ln(U_{x2}^1 / U_r) = C(R + r) \ln(U_{x2}^1 / U_r). \quad (8.8)$$

Коли вхідна напруга елемента $DD2$, який переходить із стану логічного 0 у стан логічної 1, збільшуючись, перевищить пороговий рівень U_r , елемент $DD1$ починає переходити із стану логічної 1 у стан логічного 0. У цей перехідний період, замикається петля додатного зворотного зв'язку, яка охоплює обидва елементи, прирости напруги взаємно підсилюються, процес лавиноподібно наростає і одновібратор стрибком переходить у стійкий стан.

Перехідний процес закінчується, коли напруга на виході $DD1$ досягне рівня логічного 0, а напруга на виході $DD2$ — логічної 1. Конденсатор C , який у тимчасово стійкому стані зарядився до напруги $U^1 - U_r$, починає розряджатися через вихідний опір r_{01} елемента $DD1$ і діод VD . Напруга на конденсаторі негативної полярності прикладена до входу елемента $DD2$. Негативна напруга на вході логічного елемента є небажаною, оскільки може вивести цей елемент з ладу. Щоб зменшити негативну дію цієї напруги, на вході логіч-

ного елемента $DD2$ увімкнено діод VD , через який конденсатор швидко розряджається. Розрядившись до нуля, конденсатор починає заряджатися вхідним струмом I_{x2}^1 елемента $DD2$ від нульової напруги до напруги $I_{x2}^1 R$.

Стала часу заряджання дорівнює $\tau_2 = \frac{r_{i1} r_{02}}{r_{i1} + r_{02}} C$. Через інтервал часу, приблизно рівний $3\tau_2$ конденсатор зарядиться до усталеної напруги і у одновібраторі відновиться початковий стійкий стан, у якому він перебуватиме до приходу чергового імпульсу запуску.

Одновібратор на операційному підсилювачі

Одновібратор складається з операційного підсилювача (рис. 8.16), який охоплений додатним і від'ємним зворотним зв'язком. Додатний зворотний зв'язок здійснюється через резистивний подільник напруги R_2, R_3 з виходу операційного підсилювача на його неінверсний вхід. Від'ємний зворотний зв'язок заводиться з виходу операційного підсилювача через резистор R_1 на інверсний вхід цього підсилювача. Крім того, до інверсного входу операційного підсилювача приєднане паралельне з'єднання конденсатора $C2$ і діода VD . Імпульс запуску подається через розділовий конденсатор $C1$ на неінверсний вхід цього підсилювача.

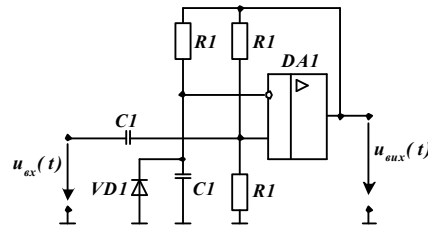


Рис. 8.16

У початковому стійкому стані одновібратора операційний підсилювач знаходиться у режимі негативного насичення і вихідна напруга операційного підсилювача U_y^0 має негативну полярність і майже дорівнює напрузі живлення $U_y^0 = -U_{CC}$. Напруга на неінверсному вході підсилювача дорівнюватиме $U_+^0 = U_y^0 R_3 / (R_2 + R_3) \cong -U_{CC} R_3 / (R_2 + R_3)$, а напруга на інверсному вході дорівнюватиме напрузі на діоді, зміщеному у прямому напрямі, яка набагато менша за напругу на неінверсному вході і тому операційний підсилювач надійно утримується у режимі негативного насичення. Якщо на неінверсний вхід подати через розділовий конденсатор короткий імпульс позитивної полярності з амплітудою $U_x^1 \geq U_{CC} R_3 / (R_2 + R_3)$, то операційний підсилювач переходить із режиму негативного насичення у режим підсилення, а потім у режим позитивного підсилення. Тривалість переходу операційного підсилювача з режиму негативного насичення у ре-

жим позитивного насичення визначається його динамічними характеристиками, зокрема швидкістю наростання вхідної напруги.

Після переходу операційного підсилювача під дією імпульсу запуску з режиму негативного насичення у режим позитивного насичення одновібратор перебуває у тимчасово стійкому стані. У цьому стані напруга на неінверсному вході має позитивну полярність і значення $U_+^1 = +U_{CC} R_3 / (R_2 + R_3)$. Діод зміщений у зворотному напрямі і конденсатор заряджається від вихідної напруги $U_y^1 \cong U_{CC}$ операційного підсилювача через резистор R_1 . Напруга на конденсаторі зростає за експоненціальним законом зі сталою часу $\tau_1 = R_1 C$ від значення прямої напруги на діоді до значення $+U_{CC} R_3 / (R_2 + R_3)$. Тривалість заряджання конденсатора, тобто тривалість вихідного імпульсу дорівнюватиме

$$T_i = \tau_1 \ln \left(\frac{U_y^1}{U_y^1 - U_+^1} \right) = \tau_1 \ln \left(\frac{R_2 + R_3}{R_2} \right). \quad (8.9)$$

Як впливає з формули (8.9) тривалість вхідного імпульсу можна змінювати, змінюючи коефіцієнт ділення подільника напруги R_2, R_3 .

У той момент, коли напруга на конденсаторі, отже і напруга на інверсному вході перевищить напругу на неінверсному вході, операційний підсилювач переходить із режиму насичення у режим підсилення, напруга на його виході зменшується. Від'ємний приріст напруги передається через резистивний подільник напруги на неінверсний вхід, диференціальна напруга на його вході збільшується, процес лавиноподібно наростає і операційний підсилювач стрибком переходить у режим негативного насичення.

Після цього моменту починається перезаряджання конденсатора через опір R_1 від напруги $+U_{CC} R_3 / (R_2 + R_3)$ до напруги $-U_{CC}$. У той момент, коли напруга на конденсаторі, зменшуючись, досягне значення прямої напруги на діоді, діод відкривається і напруга на конденсаторі фіксується на досягнутому рівні. Одновібратор остаточно переходить у початковий стійкий стан.

Одновібратор на інтегральному таймері

Принципова електрична схема одновібратора на основі інтегрального таймера наведена на рисунку 8.17а. Крім інтегрального таймера, до складу одновібратора входять резистор $R1$ і конденсатор $C1$, призначені для того, щоб задати тривалість вихідного імпульсу. Резистор $R2$ призначений для обмеження розрядного струму конденсатора. Конденсатор $C2$ призначений для фільтрації порогової напруги від завад і наводок.

Як і будь-який одновібратор, одновібратор на інтегральному таймері має один стійкий стан і один тимчасово стійкий (квазі-стійкий) стан. До приходу імпульсу запуску одновібратор знаходиться у стійкому стані. Щоб утримувати одновібратор у стійкому стані на контакт 2 необхідно подати напругу більшу за пороговий рівень U_I . У стійкому стані тригер $DD1$ таймера перебуває у стані логічної 1 і його вихідний сигнал утримує розрядний транзистор $VT2$ у відкритому стані, тобто у стані насичення. Конденсатор $C1$ незаряджений і напруга на конденсаторі, яка подається на контакт 6, майже дорівнює нулю. Таким чином, на обидва входи тригера $DD1$ подаються сигнали логічного нуля і він може знаходитися у стані логічної 1 як завгодно довго.

Якщо на вхід запуску (контакт 2) подати імпульс негативної полярності, тобто короткочасно знизити напругу до рівня, нижчого за пороговий рівень U_I , то на виході компаратора $DA2$ з'являється

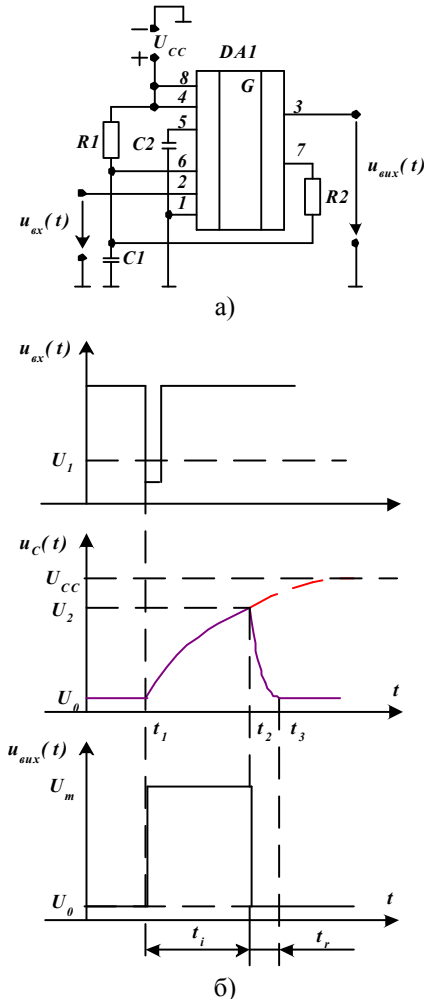


Рис. 8.17

сигнал логічної 1, який переводить тригер у стан логічного 0. Одновібратор переходить у тимчасово стійкий стан, у якому на виході таймера формується імпульс. Тривалість перебування одновібратора у тимчасово стійкому стані залежить від сталої часу $\tau_1 = R_1 \cdot C_1$ заряджання конденсатора і визначається інтервалом часу від моменту подачі імпульсу запуску t_1 до моменту t_2 , коли зростаюча напруга на конденсаторі $u_c(t)$ не зрівняється з пороговим рівнем U_2 . Таким чином тривалість вихідного імпульсу одновібратора можна визначити за формулою

$$t_i = \tau_1 \cdot \ln \frac{U_{CC} - U_{C0}}{U_{CC} - U_2} \quad (8.10)$$

Враховуючи співвідношення

$$U_{C0} \ll U_{CC} \Rightarrow U_{C0} \approx 0 \quad (8.11)$$

$$U_2 = k_2 U_{CC}$$

формулу (8.) можна спростити

$$t_i \approx \tau_1 \cdot \ln \frac{1}{1 - k_2} = \tau_1 \cdot \ln 3 \approx 1,1 \cdot \tau_1 \quad (8.12)$$

У момент t_2 формування вихідного імпульсу закінчується і одновібратор повертається із тимчасово стійкого стану у стійкий. У цей момент вихідний сигнал тригера $DD1$ відкриває транзистор $VT2$ і через розрядний резистор $R2$ і відкритий транзистор $VT2$ конденсатор $C1$, заряджений до напруги U_2 починає розряджатися зі сталою часу $\tau_2 = R_2 \cdot C_1$. Повернення одновібратора із тимчасово стійкого стану у стійкий стан триває $t_r \approx 3\tau_2$.

8.3 Диференціатори та інтегратори

Для обробки інформації у каналах імпульсних пристроїв часто необхідно мати пристрої, які б формували імпульси пов'язані з вхідними імпульсами певною залежністю. Одними з таких пристроїв є диференціатори і інтегратори.

Диференціатори

Диференціатором називається імпульсний пристрій, вихідний сигнал якого прямо пропорційний швидкості зміни вхідного сигналу. Найпростіший диференціатор на основі конденсатора і резистора наведено на рисунку 8.18.

Струм у будь-якому елементі, у тому числі і в конденсаторі, за означенням, — це швидкість зміни заряду



$$i(t) = i_C(t) = \frac{\Delta q}{\Delta t}. \quad (8.13)$$

Оскільки заряд конденсатора q пов'язаний з напругою на конденсаторі u_C залежністю $q = Cu_C$, то струм конденсатора

$$i_C(t) = \frac{\Delta q}{\Delta t} = C \frac{\Delta u_C}{\Delta t}. \quad (8.14)$$

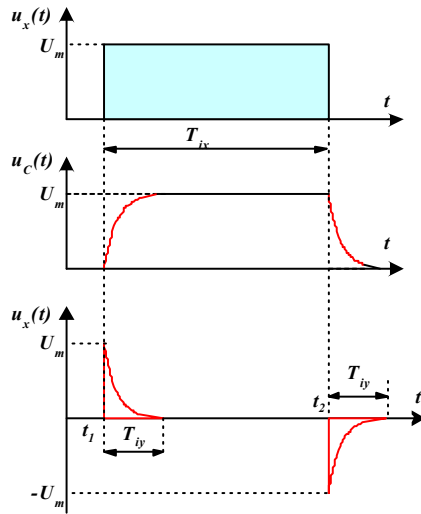


Рис. 8.19

змінюється прямо пропорційно швидкості зміни напруги на конденсаторі. Отже, якщо розглядати напругу на конденсаторі як вхідну величину, а струм як вихідну, то у такому разі конденсатор є диференціатором. Для багатьох імпульсних пристроїв вхідною величиною є не струм, а напруга, тому струм як вихідну величину диференціатора на конденсаторі доцільно перетворити у напругу. Для цього, послідовно з конденсатором вмикають резистор і вихідною величиною пристрою у цілому буде напруга на резисторі

$$u_y(t) = R \cdot i_C(t) = RC \frac{\Delta u_C(t)}{\Delta t}. \quad (8.15)$$

Вхідною величиною диференціатора, зображеного на рис. 8. Є не напруга на конденсаторі, а сума напруг на конденсаторі і на резисторі

$$u_x(t) = u_C(t) + u_y(t), \quad (8.16)$$

тому

$$\begin{aligned} u_y(t) &= RC \frac{\Delta u_C(t)}{\Delta t} = RC \frac{\Delta(u_x(t) - u_y(t))}{\Delta t} = \\ &= RC \frac{\Delta u_x(t)}{\Delta t} - RC \frac{\Delta u_y(t)}{\Delta t}. \end{aligned} \quad (8.17)$$

Складова напруги $-RC \frac{\Delta u_y(t)}{\Delta t}$ є методичною похибкою диференціатора,

наведеного на рис. 8.18. Щоб зменшити цю методичну похибку, необхідно зменшувати, як впливає з формули (8.17), сталу часу RC . Це, однак, призведе до зменшення рівня вихідної напруги.

Розглянемо процеси у диференціаторі під час дії на його вхід імпульсу прямокутної форми (рис. 8.19). У момент t_1 дії фронту імпульсу напруга на конденсаторі за першим законом комутації дорівнює нулю і вся вхідна напруга прикладена до резистора R . По мірі заряджання конденсатора, напруга на ньому наростає за експоненціальним законом $u_C(t) = U_m \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right)$, а

напруга на резисторі, тобто вихідна напруга $u_y(t) = U_m e^{-\frac{t}{RC}}$, спадає з такою ж сталою часу $\tau = RC$. З достатньою точністю можна вважати, що перехідний процес закінчиться через 3τ , тобто тривалість вихідного імпульсу буде рівною $T_{iy} = 3\tau = 3RC$.

У момент t_2 дії спаду імпульсу, конденсатор, заряджений до напруги U_m , починає розряджатися через резистор R , створюючи на ньому напругу, пропорційну струму розряду

$$u_y(t) = -U_m e^{-\frac{t}{RC}}.$$

Таким чином, під дією прямокутного імпульсу з амплітудою U_m і тривалістю T_{ix} , що діє на вході диференціатора, на його виході з'являються два коротких імпульси з крутими фронтами різної полярності з амплітудою U_m і тривалістю $T_{iy} = 3\tau$.

Щоб поліпшити характеристики диференціатора, застосовують операційний підсилювач (рис. 8.20). Амплітуда вихідних імпульсів такого диференціатора значно більша амплітуди вихідних імпульсів найпростішого диференціатора. Проте, слід зазначити, такий диференціатор

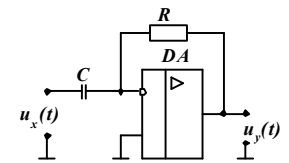


Рис. 8.20

дуже нестійкий до дії завад, оскільки він підсилює у багато разів хаотичні зміни вхідної напруги.

Інтегратори

Пристрої, призначені для формування вихідного сигналу, пропорційного площі під кривою вхідного сигналу, називаються **інтеграторами**. Заряд q , що накопичується на обкладках конденсатора, є площею під кривою струму, зокрема, якщо струм постійний, то заряд дорівнює площі прямокутника $I \cdot t$, тобто заряд на конденсаторі пропорційний добутку струму і тривалості заряджання $q(t) = It$.

Оскільки заряд q пов'язаний з напругою співвідношенням $q = Cu$, то напруга на конденсаторі прямо пропорційна площі

під кривою струму $u_C(t) = \frac{1}{C} It$, тобто конденсатор є інтегратором, якщо

вхідною величиною є струм, а вихідною напруга. Щоб створити інтегратор, у якого і вхідна і вихідна величини — напруги, потрібен додатковий перетворювач вхідної напруги у струм. Найпростішим перетворювачем напруги у струм є резистор. Найпростіший інтегратор з вхідним перетворювачем напруги у струм наведено на рис. 8.21. Вихідна напруга такого перетворювача $u_y(t)$ пропорційна заряду $q(t)$ на обкладках конденсатора $u_y(t) = (1/C)q(t)$, а заряд пропорційний площі під кривою струму $u_y(t) = (1/C) \cdot I \cdot t$. Струм I через резистор R визначається за законом Ома

$$I = \frac{u_x(t) - u_y(t)}{R}. \quad (8.18)$$

Тоді

$$u_y(t) = \frac{u_x(t) - u_y(t)}{CR} \cdot t = \frac{u_x(t)}{CR} \cdot t - \frac{u_y(t)}{CR} \cdot t. \quad (8.19)$$

Перша складова $\frac{u_x(t)}{CR} \cdot t$ характеризує рівняння перетворення ідеального

інтегратора, а друга $\frac{u_y(t)}{CR} \cdot t$ — методичну похибку інтегратора Δ_y . Як ви-

пливає з аналізу рівняння перетворення реального інтегратора (8.19), відносна методична похибка реального інтегратора дорівнює відношенню вихідного сигналу до вхідного

$$\delta = \frac{\Delta}{u_y} = \frac{u_y(t)}{CR} \cdot t \cdot \frac{CR}{u_x(t) \cdot t} = \frac{u_y(t)}{u_x(t)}. \quad (8.20)$$

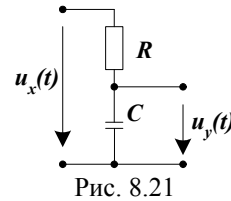


Рис. 8.21

Наприклад, щоб забезпечити методичну похибку $\delta = 1\%$, необхідно щоб вихідний сигнал не перевищував соту частку від вхідного.

Щоб істотно підвищити точність інтегрування застосовують інтегратори на основі операційних підсилювачів (рис. 8.22).

Якщо напругою між інверсним і неінверсним входами операційного підсилювача і його вхідним струмом знехтувати через великий коефіцієнт підсилення, то вхідний струм інтегратора визначатиметься тільки вхідною напругою і опором резистора R

$$i_x(t) = u_x(t) / R. \quad (8.21)$$

Заряд, накопичений на обкладках конденсатора, визначається вихідною напругою підсилювача

$$q_C(t) = Cu_x(t). \quad (8.22)$$

Якщо вхідна напруга постійна $u_x(t) = U_x$, то струм заряджання також буде постійним $i_C(t) = I_C$ і виражатиметься через заряд залежністю

$$I_C = \frac{q_C(t)}{t} = \frac{Cu_y(t)}{t}. \quad (8.23)$$

Струм заряджання конденсатора і вхідний струм інтегратора будуть рівними, якщо знехтувати вхідним струмом операційного підсилювача

$$I_C = I_x \Rightarrow \frac{Cu_y(t)}{t} = \frac{U_x}{R} \Rightarrow u_y(t) = \frac{U_x}{RC} t. \quad (8.24)$$

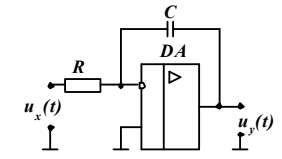


Рис. 8.22

8.4 Тригери Шміта

У імпульсній техніці тригери Шміта застосовуються для формування прямокутних імпульсів з крутими фронтами із імпульсів не прямокутної форми, зокрема із напруги синусоїдної форми. Крім того, такі пристрої застосовуються як порогові пристрої, тобто пристрої порівняння.

Тригер Шміта може знаходитися у одному із двох стійких станів.

Залежність вихідної напруги пристрою від вхідної, тобто передаточна характеристика тригера має в ідеальному випадку форму прямокутної петлі гістерезису (рис. 8.23). Якщо вхідна напруга u_x , зростаючи досягне певного рівня U_x^1 , який

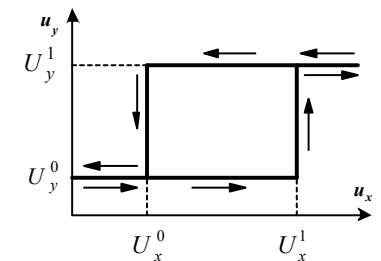


Рис. 8.23

називається **рівнем спрацювання**, то тригер стрибком перейде у стан логічної 1 і буде перебувати у ньому при подальшому зростанні вхідної напруги.

Якщо ж вхідний сигнал тригера, що перебуває у стані логічної одиниці, зменшуючись, досягне рівня U_x^0 , який називається **рівнем відпускання**, то тригер стрибком перейде у початковий стан, тобто у стан логічного 0. На рис. 8.24 наведена схема тригера Шміта на дискретних елементах. Пристрій складається з двох підсилювачів на транзисторах $VT1$, $VT2$, емітери яких з'єднані і підключені до спільного емітерного резистора $R4$. Сигнал з входу першого підсилювача передається на вхід другого через подільник напруги на резисторах $R5$, $R8$. Для прискорення переходу тригера з одного стану в інший верхнє плече подільника напруги — резистор $R5$ зашунтований конденсатором $C2$. Зворотний додатний зв'язок з другого підсилювача на перший здійснюється через спільний емітерний резистор $R4$. Через резистор $R4$ здійснюється також внутрішній від'ємний зв'язок у першому підсилювачі на транзисторі $VT1$.

Як вже зазначалося, тригер має два стійких стани. У початковому стійкому стані за відсутності сигналу на вході тригера, транзистор $VT1$ закритий, а транзистор $VT2$ відкритий. Еквівалентна схема заміщення тригера у початковому стані наведена на рис. 8.25. Транзистори $VT1$, $VT2$ представлені своїми схемами заміщення.

Транзистор $VT1$ у початковому стані закритий і перебуває у режимі відсікання за умови, якщо напруга на його емітерному переході $u_{BE1} < 0$, що рівносильно умові, що вхідна напруга $u_x(t)$, що подається на базу транзистора $VT1$, менша за напругу на його емітері u_{E1} , тобто

$$u_{BE1} < 0 \Rightarrow u_x(t) < u_{E1} = u_{R4}. \quad (8.25)$$

Транзистор $VT2$ у початковому стані відкритий і перебуває у режимі насичення за умови, що між базовим струмом i_{B2} і колекторним струмом насичення I_{C2}^s виконується нерівність

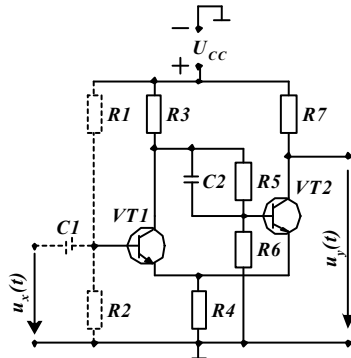


Рис. 8.24

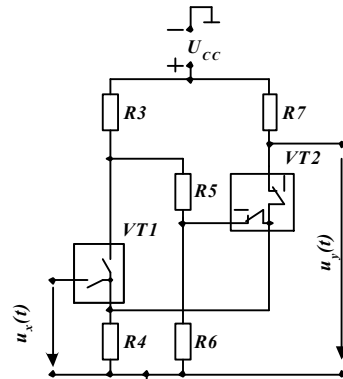


Рис. 8.25

$$\beta \cdot i_{B2} > I_{C2}^s, \quad (8.26)$$

де β — коефіцієнт підсилення струму транзистора.

Якщо вхідна напруга $u_x(t)$, зростаючи, перевищить напругу на емітері транзистора $VT1$, то умова (8.26) перебування транзистора у режимі відсікання вже не буде виконуватися і цей транзистор перейде у режим підсилення. У режимі підсилення колекторний і емітерний струми транзистора $VT1$ зростатимуть, отже напруга на колекторі зменшуватиметься, а напруга на емітері цього транзистора збільшуватиметься. Від'ємний приріст напруги на колекторі $VT1$ через подільник напруги $R5$, $R6$ передається на базу транзистора $VT2$. Оскільки емітери обох транзисторів з'єднані, то додатний приріст напруги на емітері $VT1$ буде і на емітері $VT2$. Отже, потенціал бази транзистора $VT2$ зменшуватиметься, а потенціал його емітера збільшуватиметься, і як наслідок зменшуватиметься напруга на емітерному переході транзистора $VT2$. Зменшення напруги на емітерному переході призводить до зменшення струму бази транзистора $VT2$. Струм бази $VT2$, зменшуючись, у певний момент досягне такого значення I_{B2}^s , коли транзистор знаходиться на межі режиму насичення, тобто виконується умова $I_{B2}^s \cdot \beta = I_{C2}^s$. У цей момент транзистор $VT2$ переходить із режиму насичення у режим підсилення. Тривалість переходу транзистора $VT2$ із режиму насичення у підсилювальний режим залежить від ступеня насичення і значення дифузної ємності транзистора.

У момент переходу транзистора $VT2$ із режиму насичення у підсилювальний режим замикається петля додатного зворотного зв'язку, яка охоплює обидва підсилювача тригера і починається лавиноподібний процес відкриття транзистора $VT1$ і закриття $VT2$. Тригер стрибком переходить із початкового стану у робочий стан, тобто із стану логічного 0 у стан логічної 1.

У робочому стані тригер перебуватиме як завгодно довго до того моменту, коли вхідна напруга, зменшуючись, не досягне такого рівня, коли транзистор $VT1$ переходить із режиму насичення у підсилювальний режим. У цей момент виконується рівність $I_{B1}^s \cdot \beta = I_{C1}^s$.

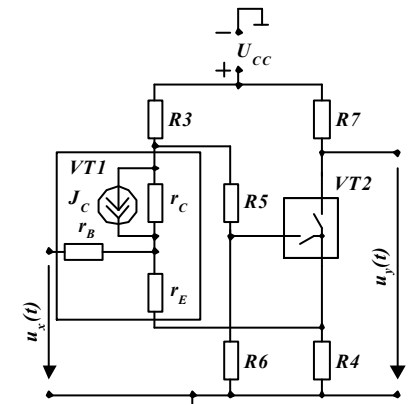


Рис. 8.26

У підсилювальному режимі струм колектора і емітера транзистора $VT1$ зменшуватиметься і тому зростатиме напруга на колекторі і зменшуватиметься напруга на емітері цього транзистора. Додатний приріст напруги з колектора транзистора $VT1$ через резистивний подільник напруги $R5, R6$ передаватиметься на базу транзистора $VT2$. Напруга на емітері транзистора $VT2$ зменшуватиметься, тому що він з'єднаний з емітером транзистора $VT1$. Коли напруга u_{B2} на базі транзистора $VT2$, зростаючи, зрівняється з напругою $u_{E2}=u_{R4}$ на його емітері, тобто

$$u_{B2} = u_{E2}, \quad (8.27)$$

транзистор $VT2$ виходить з режиму відсікання і переходить у підсилювальний режим. Схема заміщення тригера у цей момент наведена на рис. 8.26. Напруга на вході транзистора $VT1$, у момент, коли виконується рівність (8.27) є напругою відпускання.

З переходом транзистора $VT2$ у режим підсилення замикається петля додатного зворотного зв'язку, що охоплює обидва транзистора у режимі підсилення, прирости напруги взаємно підсилюються, процеси у тригері лавиноподібно наростають і тригер стрибком повертається у початковий стійкий стан.

Якщо тригер Шміта використовується як пристрій порівняння, то до стабільності рівнів U_r^0, U_r^1 висуваються підвищені вимоги. Основними причинами нестабільності рівнів спрацювання і відпускання є вплив температури і зміна характеристик і параметрів елементів тригера з плином часу (так званий часовий дрейф характеристик).

8.5 Формувачі імпульсів від перепадів напруги

У багатьох імпульсних пристроях необхідно сформувати короткий імпульс, який би сигналізував про зміну логічних сигналів.

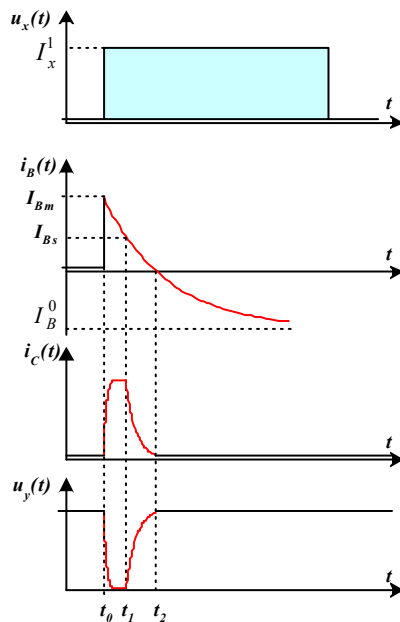


Рис. 8.28

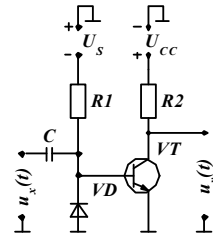


Рис. 8.27

Схема формувача на біполярному транзисторі наведена на рис. 8.27. У початковому стані, за відсутності вхідних сигналів емітерний перехід транзистора VT зміщений додатковим джерелом зміщення з напругою U_s через резистор $R1$ в оберненому напрямі і транзистор перебуває у стані відсікання. Якщо на вхід формувача подати перепад напруги із рівня логічного 0 до рівня логічної 1 (рис. 8.28), то під дією вхідної напруги заряджатиметься конденсатор C . Струм бази у момент перепаду рівнів вхідного сигналу

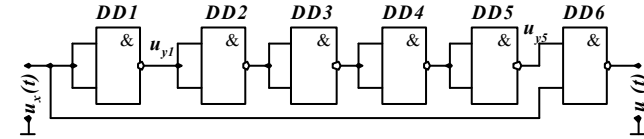


Рис. 8.29

стрибком збільшується до значення I_{Bm} і транзистор VT відкривається і переходить у режим насичення. По мірі заряджання конденсатора C , струм бази зменшуватиметься. У той момент, коли струм бази, зменшуючись, досягне значення I_{Bs} , транзистор виходить із режиму насичення і переходить у активний режим. З переходом транзистора в активний режим закінчується формування плоскої вершини імпульсу і починається формування спаду вихідного імпульсу. Спад вихідного імпульсу триватиме, поки транзистор перебуватиме в активному режимі. У той момент, коли струм бази зменшиться до нуля, транзистор з активного режиму переходить у режим відсікання і формування вихідного імпульсу закінчується. Тривалість вихідного імпульсу визначається ємністю конденсатора C , вхідним опором транзистора і вихідним опором джерела сигналу.

У сучасних імпульсних пристроях широко застосовуються формувачі коротких імпульсів на логічних елементах. На рис. 8.29 наведена схема формувача коротких імпульсів, де використовується властивість затримки поширення сигналу логічним елементом. Якщо на вхід формувача по-

ступає перепад напруги з рівня логічного 0 (U_x^0) до рівня логічної 1 (U_x^1), то під дією цього перепаду логічні елементи $DD1, DD6$ переходять із стану логічної 1 у стан логічного 0 (рис. 8.30). Тривалість цього переходу t^{01} . Перепад напруги із стану логічної 1 у стан логічного 0 на виході логічного

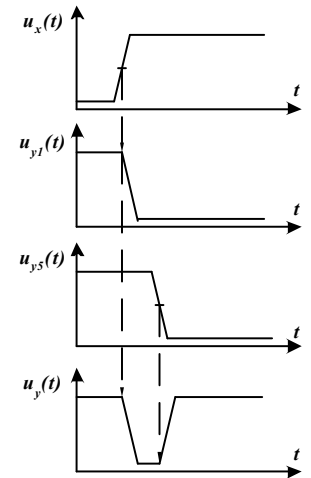


Рис. 8.30

елемента $DD5$ з'явиться через інтервал часу, що дорівнює затримці сигналу на 4 логічних елементах, тобто через $4 \cdot t^{01}$. Впродовж цього інтервалу часу на обох входах логічного елемента $DD6$, що реалізує логічну функцію І-НІ, будуть утримуватися сигнали з рівнем логічної 1 і елемент $DD6$ перебуватиме у стані логічного 0. Перепад напруги на виході елемента $DD5$ поверне логічний елемент $DD6$ у стан логічної 1 і тим самим сформує спад вихідного імпульсу. Таким чином тривалість вихідного імпульсу T_{iy} дорівнюватиме затримці сигналу на 4 логічних елементах.

Ще одна схема формувача коротких імпульсів на логічних елементах з елементом затримки на основі RC -інтегратора наведена на рис. 8.31.

У початковому стані на вході формувача утримується сигнал з рівнем логічного 0 і логічний елемент перебуває у стані логічної 1 (рис. 8.32). Конденсатор C через резистор R заряджений вихідною напругою елемента $DD1$ до рівня логічної 1 (U^1). Логічний елемент $DD2$ напругою на конденсаторі утримується у стані логічного 0.

Додатний перепад напруги на вході формувача переводить логічний елемент $DD1$ у стан логічного 0, а логічний елемент $DD2$, що реалізує логічну функцію І-НЕ, у стан логічного 0, оскільки на обох входах $DD2$ діють сигнали з рівнем U^1 логічної 1 (рис. 8.32). Після переходу $DD1$ у стан логічного 0, конденсатор C починає розряджатися через резистор R і вихідний опір r_{01} елемента $DD1$. Напруга на конденсаторі, прикладена до другого входу логічного елемента $DD2$, експоненціально зменшується зі сталою часу $\tau = (R + r_{01})C$. Коли напруга на конденсаторі спаде до порогового рівня U_r , логічний елемент $DD2$ повернеться у початковий стан логічної 1. Таким чином, на виході логічного елемента $DD2$ сформується імпульс негативної полярності тривалістю $T_i = (R + r_{01}) \cdot C \cdot \ln(U^1/U_r)$.

Формування імпульсів від спрацювання електромеханічних реле і механічних перемикачів має свої особливості. Це обумовлено так званим "брязкотом" контактів, тобто наявністю у механічних реле і механічних перемикачів перехідного процесу замикання контактів, впродовж якого контакти багаторазово переходять від замкнутого стану до розімкнутого і назад, в результаті чого

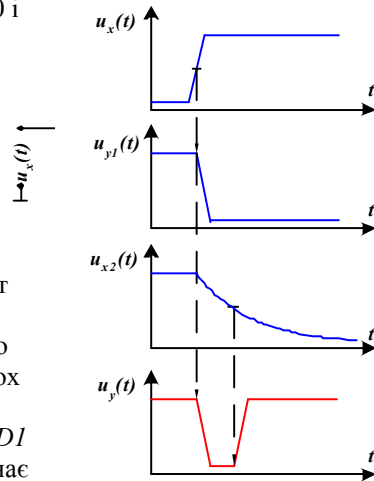


Рис. 8.32

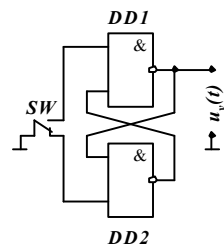


Рис. 8.33

на виході формується хаотична послідовність коротких імпульсів. "Брязкіт" контактів може призвести до хибних спрацювань пристроїв. Щоб усунути негативні наслідки застосовують формувачі імпульсів різних типів. Як приклад, на рис. 8.33 наведена схема формувача перепаду рівнів напруг від спрацювання механічного перемикача SW . Логічні елементи $DD1$, $DD2$ утворюють RS -тригер і тому перший же імпульс хаотичної послідовності, яка утворюється від перемикачання SW переведе тригер у один із стійких станів і всі наступні імпульси вже не впливатимуть на вихідний сигнал формувача.

8.6 Амплітудні, середньоквадратичні перетворювачі та перетворювачі середніх значень

Для характеристики такої дії струму як теплова, механічна, хімічна тощо застосовують такі параметри змінних, зокрема імпульсних струмів, як амплітудне, середнє квадратичне, середнє значення струму. Щоб виміряти ці параметри, широко застосовуються відповідні вимірювальні перетворювачі.

Перетворювачі середніх квадратичних значень

Середнім квадратичним (діючим, ефективним) значенням змінного струму називається таке значення постійного струму, яке на однаковому опорі за однаковий час виділяє однакову кількість тепла. **Перетворювач середніх квадратичних значень** — це електронний пристрій, у якого значення інформативного параметра вихідного сигналу дорівнює середньому квадратичному значенню вхідного сигналу. Для отримання середнього квадратичного значення струму необхідно виконати операцію піднесення миттєвих значень до квадрату, інтегрування отриманого сигналу і добування квадратного кореня із інтегрованого сигналу.

Найбільшого поширення набули перетворювачі середніх квадратичних значень на основі термоперетворювачів. Термоперетворювач складається з нагрівника, по якому пропускають вимірюваний змінний струм (рис. 8.34). Під дією струму в нагрівнику виділяється тепло, кількість якого прямо пропорційна квадратові струму. Тепло діє на термопару, в результаті чого створюється термо-ЕРС на виході термопари. Значення термо-ЕРС прямо пропорційно температурі.

Термоелектричний вимірювальний перетворювач складається з термопари і нагрівача. Вимірюваний струм, протікаючи по нагрівачу, виділяє тепло і внаслідок цього на термопарі виникає термо-ЕРС, яка вимірюється приладом.

Кількість теплоти Q за одиницю часу, яка виділяється в нагрівачі прямо пропорційна квадрату діючого значення змінного струму

$$Q = I^2 \cdot R. \quad (8.28)$$

Термо-ЕРС, в свою чергу, прямо пропорційна кількості виділеної теплоти

$$E = K_T \cdot Q. \quad (8.29)$$

Отже, термо-ЕРС прямо пропорційна квадрату діючого значення вимірюваного струму

$$E = K_T \cdot R \cdot I^2 = K_E \cdot I^2. \quad (8.30)$$

Позитивною якістю термоелектричних приладів є широкий (до 100МГц) частотний діапазон і здатність вимірювати струми із спотвореною формою.

Перетворювачі середніх значень

Середнім випрямленим значенням (середнім значенням модуля) змінного струму називається таке значення постійного струму, яке через провідник з однаковим перерізом переносить однаковий заряд. Електронний пристрій, у якого значення інформативного параметра вихідного сигналу дорівнює середньому за модулем значенню вхідного сигналу, називається **перетворювачем середніх випрямлених значень**.

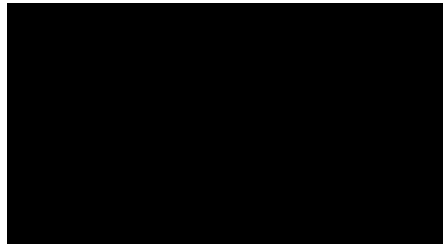
Перетворювач середніх випрямлених значень складається, як правило, з випрямляча змінного струму, на виході якого увімкнений фільтр нижніх частот (рис. 8.35). **Випрямляч змінного струму** — це перетворювач струму зі змінною полярністю і миттєвим значенням в однополярний пульсуючий сигнал. Найбільш поширена мостова схема випрямляча. Фільтр нижніх частот призначений для виділення постійної складової пульсуючого однополярного сигналу.

Двопівперіодний випрямляч показаний на рис. 8.35. Змінна вхідна напруга подається на одну діагональ моста, а вихідна пульсуюча напруга знімається з іншої діагоналі моста. Впродовж додатного півперіоду вхідної напруги потенціал точки *a* більший за потенціал точки *b*

($\varphi_a > \varphi_b$), тому потенціали анодів діодів *VD1, VD4* більші потенціалів їх катодів, *p-n* переходи цих діодів зміщені у прямому напрямі і діоди *VD1, VD4* відкриті. Опір відкритих діодів *VD1, VD4* незначний, потенціали точок *a, b* відрізняються від потенціалів точок *c, d* напругою на відкритих діодах

$$\varphi_c = \varphi_a + R_d \cdot I \quad \varphi_d = \varphi_b + R_d \cdot I$$

Потенціали катодів діодів *VD2, VD3* впродовж додатного півперіоду вхідної напруги більші за потенціали анодів, діоди *VD2, VD3* закриті і їх обернений опір набагато перевищує опір споживача.



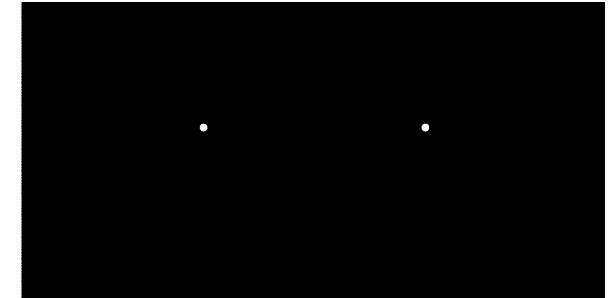
Впродовж від'ємного півперіоду вхідної напруги діоди *VD1, VD4* та *VD2, VD3* міняються ролями, тобто закриті діоди *VD1, VD4*, а відкриті — *VD2, VD3*. Потенціали точок *a, b* відрізняються від потенціалів точок *c, d* напругою на відкритих діодах

$$\varphi_c = \varphi_b + R_d \cdot I \quad \varphi_d = \varphi_a + R_d \cdot I$$

Схеми заміщення випрямляча для додатної половини періоду вхідної напруги наведені на рис. 8.36.

Похибка випрямляча спричинена відхиленням параметрів реального діода від ідеального: ненульовий опір діода у прямому зміщенні ($r_d > 0$) і скінченний опір ($g_b \neq 0$) в оберненому зміщенні. Ця похибка значно зростає, якщо амплітуда вхідного сигналу сумірна зі значенням потенціального бар'єру переходу (близько 0,3

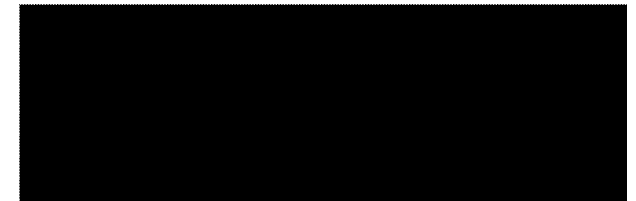
В для германієвих і близько 0,7 В для кремнієвих *p-n* переходів). Для зменшення похибки застосовують активні випрямлячі на основі операційного підсилювача, у яких діоди увімкнені в коло зворотного зв'язку (рис. 8.37).



Перетворювачі амплітудних значень

Амплітудним (піковим) значенням змінного струму називається найбільше відхилення струму від усталеного значення. Електронний пристрій, значення інформативного параметра вихідного сигналу якого дорівнює середньому за модулем значенню вхідного сигналу, називається **перетворювачем амплітудних значень**.

Перетворювачі амплітудних значень перетворюють змінну напругу в постійну, значення якої дорівнює амплітуд-



ному значенню змінної напруги.

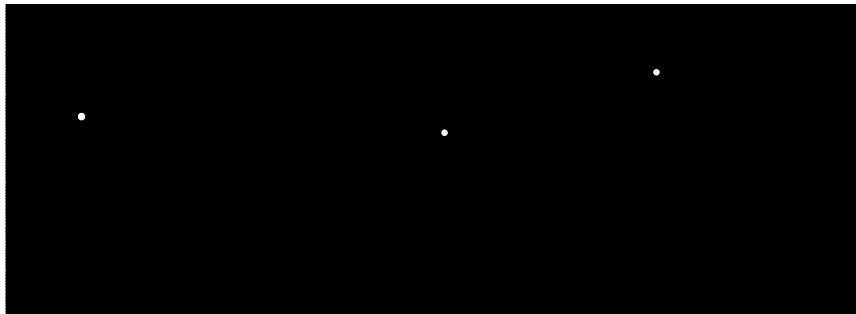
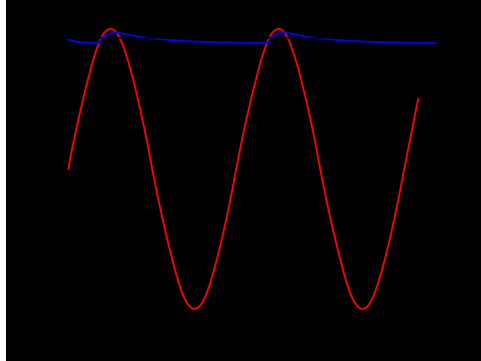
Перетворювачі амплітудних значень складаються з діода, призначеного для випрямлення і конденсатора, який відіграє роль елемента пам'яті і поділяються на два види: з **закритим** (рис. 8.38, а) і **відкритим** (рис. 8.38, б) входами. Перетворювач із закритим входом реагує тільки на змінну складову напруги, а перетворювач з відкритим входом реагує на змінну напругу, яка містить постійну складову.

На інтервалі зростання напруги до максимального значення в момент, коли вхідна напруга перевищує напругу на конденсаторі (рис. 8.39), діод відкривається і конденсатор починає заряджатися через відкритий діод. Напруга на конденсаторі під час заряджання майже повторює форму вхідної напруги. Відхилення напруги на конденсаторі, що заряджається, від вхідної напруги, тобто похибка обумовлена сталою заряду, яка дорівнює добутку ємності конденсатора на сумарний опір відкритого діода і вихідного опору джерела змінного сигналу, тобто.

$$\tau_z = C \cdot (R_d + R_o) . \quad (8.31)$$

Чим менша стала заряду, тим ближче крива до кривої, тим менша похибка. Для зменшення похибки заряду необхідно зменшувати ємність конденсатора і вихідний опір джерела змінного сигналу. Опір відкритого діода, як відомо, залежить від значення прямої напруги на діоді і для значень прямої напруги сумірної із значенням потенціального бар'єру переходу (близько 0,3 В для германієвого і 0,7 В для кремнієвого діода) опір різко збільшується. Це призводить до різкого зростання похибки для малих амплітуд вхідного сигналу.

Пройшовши максимум, вхідна напруга зменшується, напруга на конденсаторі, зберігаючи амплітудне значення, стає більшою за вхідну напругу. Внаслідок цього, потенціал катода діода стає більший потенціалу аноду і діод закривається. Конденсатор в ідеальному випадку має зберігати амплітудне значення нескінченно тривалий час. Насправді ж, в реальних умовах конденсатор повільно розряджається через вхідний опір пристрою, уви-



мкненого на виході перетворювача амплітудних значень (рис. 8.39). Розряд конденсатора призводить до того, що напруга на конденсаторі відхиляється від амплітудного значення вхідної напруги, тобто виникає похибка перетворення. Зрозуміло, що чим повільніше конденсатор розряджається, тобто чим більша стала розряду (добуток ємності конденсатора на вхідний опір, тобто), тим менше напруга на конденсаторі відхиляється від амплітудного значення і тим менша похибка перетворення.

Відносна похибка, обумовлена частковим розрядом конденсатора, внаслідок чого середнє значення напруги на конденсаторі відрізняється від амплітудного значення вхідного сигналу, залежить від відношення періоду коливань вхідного сигналу до сталої розряду

$$\delta_p = \frac{U_c - U_m}{U_m} . \quad (8.32)$$

Зі зменшення частоти вхідного сигналу похибка зростає і визначає нижню границю діапазону частот вхідного сигналу.

На високих частотах проявляються ємність діода і навантаження, індуктивність і ємність монтажних провідників, діелектричні втрати і поверхневі струми конденсатора, що призводить до збільшення похибки перетворення і обмежує верхню границю діапазону частот вхідного сигналу. Цю похибку зменшують конструктивними способами: перетворювач розміщують у спеціальному виносному пробнику, який вмикається безпосередньо до досліджуваного кола.

Для зменшення і збільшення застосовують активні амплітудні перетворювачі на основі операційних підсилювачів (рис. 8.40 а, 8.40 б).

8.7 Пристрої вибірки-зберігання

У багатьох радіоелектронних пристроях для подальшої обробки сигналів необхідно з аналогового сигналу вибрати окремі значення сигналу (дискрети сигналу) і зберігати ці значення впродовж певного інтервалу часу (рис. 8.41).

Пристрої, призначені для виконання цих функцій називаються **пристроями вибірки-зберігання**. На рис. 8. як приклад, наведена структура пристрою вибірки-зберігання.

Цей пристрій по чергову працює у двох режимах: режим слідування і режим зберігання. Режим роботи задається за допомогою сигналу керування: якщо сигнал керування дорівнює логічній 1, то пристрій працює у режимі слідування, а якщо сигнал керування дорівнює логічному 0, то пристрій працює у режимі зберігання.

У режимі слідування аналоговий ключ SW замкнений і вхідний сигнал $u_x(t)$ через вхідний повторювач напруги на операційному підсилювачі $DA1$ заряджає конденсатор C . Вхідний повторювач напруги призначений для забезпечення великого вхідного опору пристрою у цілому. Напруга на конденсаторі повторює зміни вхідної напруги. Вихідний опір операційного підсилювача r_y і конденсатор C утворюють інтегратор вхідного сигналу, стала часу якого дорівнює $\tau = r_y C$. Інтегрування вхідного сигналу призводить до динамічної похибки слідування, яка полягає у тому що напруга на конденсаторі не встигає відслідковувати всі зміни вхідного сигналу внаслідок інертності конденсатора як реактивного елемента. Динамічна похибка залежить від співвідношення між сталою часу $\tau = r_y C$ і тривалістю T_f режиму слідування і для її зменшення потрібно щоб стала часу була набагато меншою за тривалість режиму слідування.

У режимі зберігання ключ SW розмикається і заряд, накопичений у режимі слідування на конденсаторі, а значить і напруга зберігають своє значення. Похибка у режимі зберігання спричинена розрядом конденсатора через опір

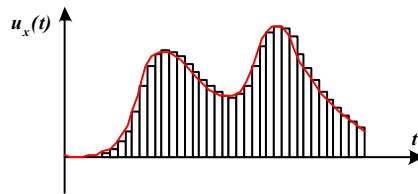


Рис. 8.41

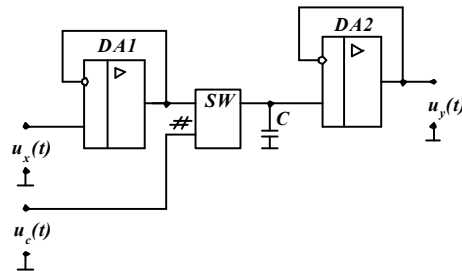


Рис. 8.42

розімкненого ключа і вхідний опір вихідного повторювача напруги на операційному підсилювачі $DA2$. Для зменшення похибки зберігання необхідно збільшувати сталу часу розряджання порівняно з тривалістю режиму зберігання.

8.8 Компаратори

Компаратором називається пристрій, призначений для порівняння сигналів. На входи компаратора подаються два сигнали, які потрібно порівняти. Як правило один з сигналів приймається за опорний. У частковому випадку, опорний сигнал може дорівнювати нулю $U_r=0$. На виході компаратора формується логічний сигнал, який приймає значення логічної 1, якщо вхідний сигнал u_x більший за опорний U_r , і сигнал логічного нуля, якщо вхідний сигнал менше опорного

$$u_y = \begin{cases} \text{лог. 1, якщо } u_x \geq U_r \\ \text{лог. 0, якщо } u_x < U_r \end{cases} \quad (8.33)$$

Отже, компаратор є аналого-цифровим пристроєм: вхідні сигнали компаратора — аналогові, а вихідний сигнал — цифровий. Компаратор є невід'ємною частиною багатьох пристроїв обробки інформації, зокрема він входить до складу майже всіх аналого-цифрових перетворювачів.

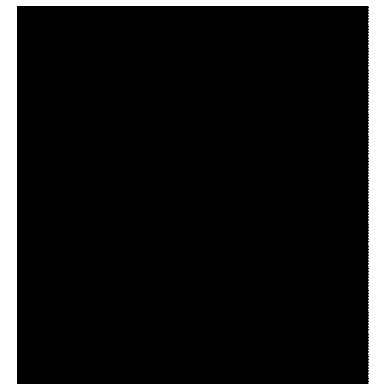
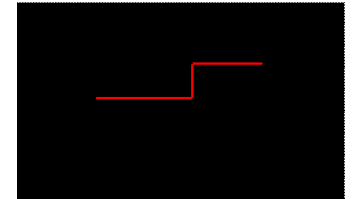
Характеристика ідеального компаратора у статичному режимі відповідно до (8.33) матиме вигляд, наведений на рис. 8.34.

Умовне графічне зображення компаратора на електричних принципових схемах відповідно до державних стандартів наведено на рис. 8..

Операція порівняння сигналів, яку виконує компаратор, складна і складається з таких елементарних операцій:

віднімання;
підсилення;
перетворення підсиленої різниці в логічний сигнал.

Операції віднімання і підсилення у сучасних компараторах виконують, як правило, за допомогою операційних підсилювачів. Перетворення підсиленої різниці у логічний сигнал виконується за допомогою порогових пристроїв: однобібраторів, тригерів Шміта, тригерів.



Найважливішими параметрами компаратора є чутливість, або роздільна здатність і тривалість перемикавання. **Чутливістю**, або як її ще називають **роздільною здатністю** компаратора називається мінімальна різниця $\Delta x_{\min}$ між вхідним u_x і опорним U_r сигналами, тобто $\Delta x_{\min} = u_x - U_r$, яка після підсилення призводить до спрацювання порогового пристрою і переключення вихідного сигналу з одного логічного рівня на інший. Чутливість компаратора є характеристикою його точності, оскільки $\Delta x_{\min}$ — це абсолютна похибка порівняння сигналів. Чутливість компаратора визначається, в основному, коефіцієнтом підсилення операційного підсилювача: чим більший коефіцієнт підсилення, тим при меншій різниці між вхідним і опорним сигналом спрацює пороговий елемент. Слід зазначити, що з розвитком імпульсної техніки вимоги до точності весь час зростають.

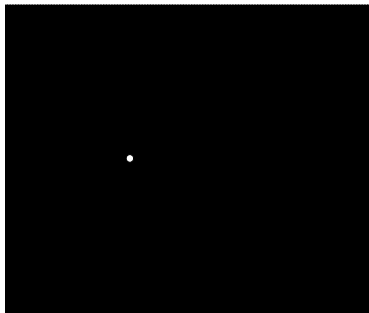
Тривалість перемикавання (цей параметр називають також затримкою поширення сигналу, швидкості реакції) називається інтервал часу від моменту, коли вхідний сигнал u_x зрівнявся з опорним U_r , до моменту появи на виході компаратора відповідного логічного сигналу. Тривалість перемикавання є динамічною характеристикою компаратора, яка обумовлена його інертністю і характеризує його швидкодію. Тривалість перемикавання залежить як від інертності вхідного операційного підсилювача, так і від інертності вихідного порогового пристрою. Щоб збільшити швидкодію компаратора, тобто зменшити тривалість перемикавання потрібно збільшувати швидкодію вхідного операційного підсилювача, яка характеризується частотою одиничного підсилення.

Між вимогами збільшення точності, тобто збільшенням коефіцієнта підсилення і збільшення швидкодії, тобто збільшення частоти одиничного підсилення є протиріччя, оскільки добуток коефіцієнта підсилення і частоти одиничного підсилення для операційного підсилювача величина стала і зі збільшенням коефіцієнта підсилення зменшується частота одиничного підсилення і навпаки.

Крім цих двох найважливіших параметрів, компаратор характеризується низкою інших параметрів. Оскільки вхідним пристроєм компаратора є операційний підсилювач, то компаратор має такі ж характеристики, як і операційний підсилювач, а саме: напруга зміщення, вхідний струм, різниця вхідних струмів, температурний і часовий дрейфи тощо. Важливою характеристикою компаратора є його **завадостійкість**, тобто збереження роботоздатності в умовах дії завад.

У компаратора, схема якого наведена на рис. 8., на вході стоїть операційний підсилювач, на інверсний вхід якого подається вхідний сигнал u_x , а на неінверсний — опорний сигнал U_r .

Якщо вхідний сигнал u_x менший за опорний U_r , то операційний підсилювач пере-



буває у стані додатного насичення, а якщо $u_x \geq U_r$, то операційний підсилювач перебуває у стані від'ємного насичення.

Вихідний сигнал операційного підсилювача через резистор R подається на обмежувач на діодах $VD1$, $VD2$. Обмежувач призначений для перетворення вихідного сигналу операційного підсилювача у цифровий сигнал з рівнями логічного 0 і логічної 1. Вихідний сигнал компаратора обмежений верхнім рівнем $+3,7B$ і нижнім рівнем $-0,7B$. компаратор призначений для порівняння однополярних сигналів.

Компаратор, схема якого наведена на рис. 8., призначений для порівняння різнополярних сигналів, які подаються на його інверсний вхід. Неінверсний вхід має нульовий потенціал. Опори резисторів $R1$, $R2$ вибираються однаковими $R1=R2=R$.

Якщо вхідний сигнал u_x позитивної полярності менший за опорний сигнал U_r негативної полярності $|u_x| < |U_r|$, то за умови рівності опорів $R1=R2=R$ операційний підсилювач DA перебуватиме у режимі додатного насичення і його вихідний сигнал майже рівний напрузі живлення підсилювача

$u_z^1 = +U_{CC}$. Цей сигнал поступає на діодний

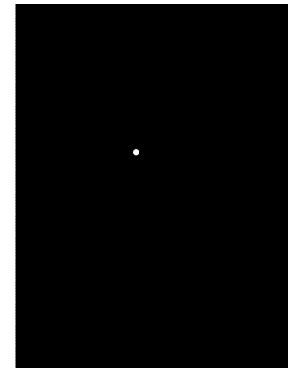
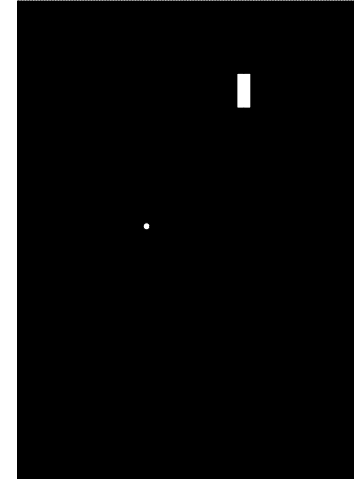
обмежувач, діод $VD1$ зміщується у прямому напрямі і вихідний сигнал компаратора дорівнюватиме $+3,7B$, тобто матиме рівень логічної 1.

Якщо ж вхідний сигнал u_x перевищить значення опорного сигналу U_r , то операційний підсилювач перейде із режиму додатного насичення у режим від'ємного насичення, його вихідний сигнал майже дорівнюватиме напрузі

живлення $u_z^0 = -U_{CC}$. Відкриється діод $VD2$ і вихідний сигнал u_z обмежиться на рівні $-0,7B$, тобто матиме рівень логічного 0.

Компаратори, схеми яких наведені на рис. 8.45, 8.46, мають низьку завадостійкість, оскільки під дією завади, накладеної на інформативний сигнал, можливі хибні спрацювання компаратора, особливо якщо інформативний сигнал змінюється повільно, з незначною швидкістю.

Щоб уникнути хибних спрацювань компаратора і підвищити його завадостійкість застосовують компаратори з гістерезисною передаточною характеристикою (рис. 8.23). Гістерезисну характерис-



тику має **регенеративний** компаратор, тобто компаратор з додатним зворотним зв'язком (рис. 8.47).

Якщо вхідний сигнал u_x дорівнює нулю, то операційний підсилювач під дією опорного сигналу перебуває у режимі додатного насичення і на його неінверсному вході буде напруга

$$U_x^1 = U_r \frac{R_4}{R_2 + R_4} + U_{CC} \frac{R_2}{R_2 + R_4}. \quad (8.34)$$

Якщо вхідний сигнал u_x перевищить напругу U_x^1 на неінверсному вході, яка називається напругою спрацювання, то операційний підсилювач перейде від режиму додатного насичення у режим від'ємного насичення. Тривалість переходу за рахунок дії додатного зворотного зв'язку значно скорочується, адже вихідний сигнал, зменшуючись, передається на неінверсний вхід операційного підсилювача, збільшуючи тим самим диференціальну напругу на вході підсилювача. Отже, введення додатного зворотного зв'язку збільшує швидкодію компаратора.

Після переходу операційного підсилювача у режим від'ємного насичення, напруга на його неінверсному вході дорівнюватиме

$$U_x^0 = U_r \frac{R_4}{R_2 + R_4} - U_{CC} \frac{R_2}{R_2 + R_4}. \quad (8.35)$$

і називається **напругою відпускання**.

Компаратор перейде у стан логічного 0 тільки у тому разі, якщо вхідний сигнал стане менший напруги відпускання $u_x < U_x^0$.

Таким чином, введення додатного зворотного зв'язку збільшує швидкодію та завадостійкість компаратора, але, разом з тим, зменшує точність компаратора, оскільки абсолютна похибка порівняння сигналів дорівнюватиме тепер ширині петлі гістерезису.

У сучасних компараторах операційний підсилювач використовується не як окремий електронний пристрій, а виготовляється разом з іншими пристроями компаратора за інтегральною технологією у єдиному технологічному циклі на одному кристалі. Це обумовлено специфічними вимогами до операційного підсилювача у складі компаратора. Так, для збільшення швидкодії вживаються заходи, щоб не допустити режиму насичення у операційних підсилювачах, що входять до складу компараторів, у той час як для операційних підсилювачів загального користування такої проблеми немає, оскільки режим насичення у таких підсилювачах малоімовірний. З іншого боку, для операційних підсилювачів загального користування дуже важливою є, наприклад, лінійна залежність між вихідною і вхідною напругою, у той час як для операційного підсилювача у складі компаратора така характеристика неістотна.

Для розширення функціональних можливостей компараторів, наприклад для порівняння сигналів з довільною полярністю, випускаються здвоєні компаратори і навіть, кілька компараторів на одному кристалі.

У багатьох сучасних компараторів передбачена можливість стробування, тобто подача на компаратор спеціального короткого імпульсного сигналу — строба. Операція порівняння сигналів здійснюється тільки впродовж дії строба, решту часу компаратор вимкнений і не реагує на зміни вхідного сигналу. Застосування стробування збільшує завадостійкість компаратора, оскільки строб подається на компаратор тоді, коли закінчилися перехідні процеси і сигнали мають усталені значення.

8.9 Цифроаналогові (ЦАП) та аналого-цифрові (АЦП) перетворювачі

Цифроаналогові перетворювачі

Цифроаналогові перетворювачі призначені для перетворення цифрового сигналу в аналоговий, наприклад для перетворення цифрового сигналу мікропроцесорної системи керування у керівний аналоговий сигнал, що діє на об'єкт керування. Цифроаналоговий перетворювач входить до складу певних типів аналого-цифрових перетворювачів як зворотний перетворювач. На рис. 8.48 наведено умовне графічне зображення цифроаналогового перетворювача на принципових електричних схемах відповідно до державних стандартів.

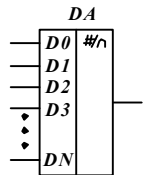


Рис. 8.48

Найпростіший цифроаналоговий перетворювач (рис. 8.49) побудований на основі багатоступінчастого резистивного подільника напруги й системи аналогових ключів. Опорний сигнал U_r із високим ступе-

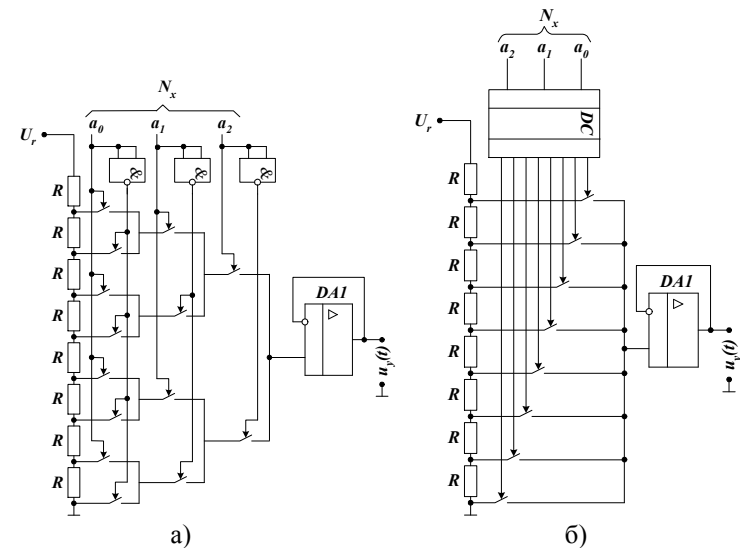


Рис. 8.49

нем стабільності подається на низку однакових послідовно з'єднаних резисторів, які утворюють багатоступінчастий резистивний подільник напруги, і ділиться на ступені квантування напруги ΔU . Кількість ступенів квантування напруги (квантів напруги) дорівнює кількості однакових послідовно з'єднаних резисторів

$$N = \frac{U_r}{\Delta U}. \quad (8.36)$$

Число N_x задається у двійковій системі числення. Кожен двійковий розряд $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ числа N_x керує системою аналогових ключів так, що до повторювача напруги з високим вхідним опором на операційному підсилювачі підключається напруга на N_x послідовно з'єднаних резисторах

$$U_y = \Delta U \cdot N_x = \frac{U_r}{N} \cdot N_x. \quad (8.37)$$

Таким чином, вихідна напруга U_y цифроаналогового перетворювача на основі резистивного багатоступінчастого подільника напруги прямо пропорційна двійковому числу N_x , поданому на систему аналогових ключів. Змінюючи двійкове число N_x , можна змінювати вихідну напругу перетворювача U_y .

У цифроаналогового перетворювача (рис. 8.49 а) між резистивним подільником напруги і операційним підсилювачем, увімкненого як повторювач напруги з високим вхідним опором, включається послідовно кілька ана-

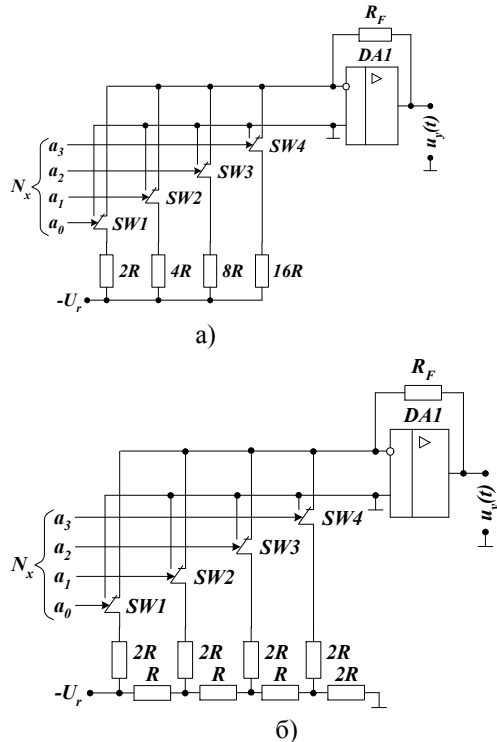


Рис. 8.50

логових ключів. Щоб зменшити кількість послідовно з'єднаних ключів і тим самим зменшити похибку перетворення, застосовується цифровий дешифратор двійкового числа (рис. 8.49 б). У такому перетворювачі між подільником і повторювачем напруги вмикається тільки один аналоговий ключ.

Основним недоліком цифроаналогового перетворювача з багатоступінчастим резистивним подільником напруги є велика кількість резисторів. Наприклад, для 7-розрядного перетворю-

вача потрібно $(2^7 - 1) = 127$ резисторів. Щоб зменшити кількість резисторів застосовуються двійково зважені резистори, тобто резистори, опори яких відповідають вазі двійкових розрядів. Опір кожного наступного резистора вдвічі більший за опір попереднього резистора.

На рис. 8.50 а наведена схема цифроаналогового перетворювача з резисторами, зваженими відповідно двійковій системі числення. Недоліком такого перетворювача є те, що опори наймолодшого і найстаршого розрядів відрізняються у велику кількість разів. Крім того, інтегральні резистори зі значними опором займають значну площу на кристалі.

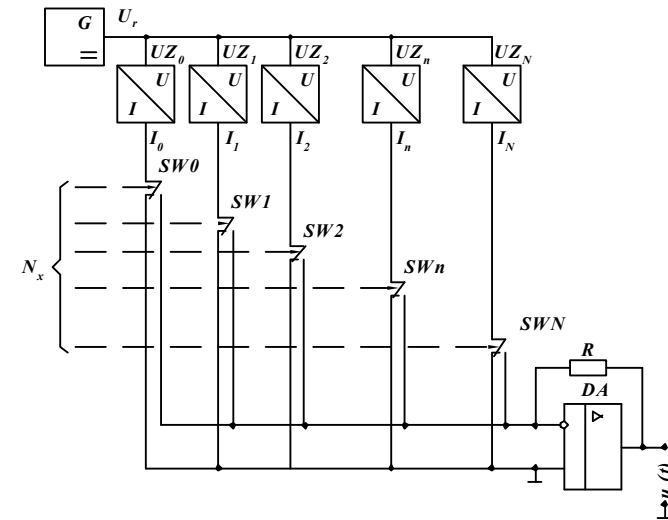


Рис. 8.51

Щоб уникнути зазначених недоліків застосовують матрицю резисторів $R-2R$, що складається з двох груп резисторів, опори однієї групи вдвічі більші за опори іншої групи (рис. 8.50 б). Матриця резисторів $R-2R$ має дуже цінну властивість: у кожній точці розгалуження струм ділиться пополам. Таким чином, струм у кожному наступному резисторі $2R$ вдвічі менший за струм у попередньому резисторі, тобто струми у вітках $2R$ матриці відповідають вазі двійкових розрядів.

Цифроаналоговий перетворювач із зваженими резисторами і перетворювач на основі матриці резисторів можна представити структурою, наведеною на рис. 8.51. Відповідно до цієї структури, цифроаналоговий перетворювач складається з таких основних частин (рис. 8.51):

- джерело опорної напруги з високим ступенем стабільності;
- набір перетворювачів напруга-струм $UZ_0, UZ_1, UZ_2, \dots, UZ_n, \dots, UZ_N$;
- набір аналогових ключів $SW_0, SW_1, SW_2, \dots, SW_n, \dots, SW_N$;

- суматор струмів;
- перетворювач струм-напруга.

Джерело опорної напруги призначено для формування напруги U_r з високим ступенем стабільності і з низькою чутливістю до дії сторонніх чинників (температура, зовнішні електромагнітні поля тощо). Напруга U_r подається на перетворювачі напруга-струм. Струм на виході кожного наступного перетворювача вдвічі більший за струм попереднього перетворювача, тобто $I_1=2 \cdot I_0=2^1 \cdot I_0$, $I_2=2 \cdot I_1=2^2 \cdot I_0$, $I_3=2 \cdot I_2=2^3 \cdot I_0$, ..., $I_n=2 \cdot I_{n-1}=2^n \cdot I_0$, ..., $I_N=2 \cdot I_{N-1}=2^N \cdot I_0$. Таким чином, струми на виходах перетворювачів відповідають розрядам двійкової системи числення.

У перетворювачах напруга-струм використовуються матриці резисторів з високим ступенем точності. Ці матриці бувають двох видів:

- з резисторами, опори яких відповідають розрядам двійкової системи числення;
- матриця типу R - $2R$, яка містить резистори з опором двох номінальних значень, що відрізняються вдвічі.

Технологія виготовлення матриці типу R - $2R$ набагато простіша, адже потрібно дотримати тільки співвідношення між опором резисторів.

Аналогові ключі струму керуються логічними сигналами, що мають тільки два рівні: рівень логічного 0 і логічної 1. Якщо керівний сигнал ключа має рівень логічного 0, то ключ перемикає струм відповідного перетворювача у спільну шину, а якщо логічної 1 — то у шину додавання суматора струмів. Таким чином, сукупність сигналів керування аналоговими ключами становить N -розрядне число у двійковій системі числення, яке подається на вхід цифроаналогового перетворювача. Кожен розряд цього числа — це керівний сигнал відповідного ключа. Вихідний сигнал суматора струмів, тобто сигнал у шині додавання пропорційний двійковому числу на вході цифроаналогового перетворювача

$$I_y = N_x I_0. \quad (8.38)$$

Шина додавання струмів підключена до інверсного входу операційного підсилювача DA . Операційний підсилювач суміщає функції суматора струмів і перетворювача струм-напруга. Вихідна напруга операційного підсилювача U_y пов'язана зі струмом у шині додавання I_y залежністю

$$U_y = RI_y. \quad (8.39)$$

Підставивши у (8.) вираз (8.), отримаємо рівняння цифроаналогового перетворювача, тобто залежність між вихідною напругою U_y і вхідним цифровим сигналом N_x

$$U_y = N_x RI_0. \quad (8.40)$$

Цифроаналогові перетворювачі на основі матриці резисторів мають той недолік, що резистори займають на кристалі набагато більше місця ніж транзистори. Крім того, виготовлення резисторів з точним значенням опору

дуже ускладнює технологію виготовлення мікросхем. Щоб уникнути цих труднощів доцільно виготовляти зважені джерела струму не на основі резисторів, а на основі транзисторів.

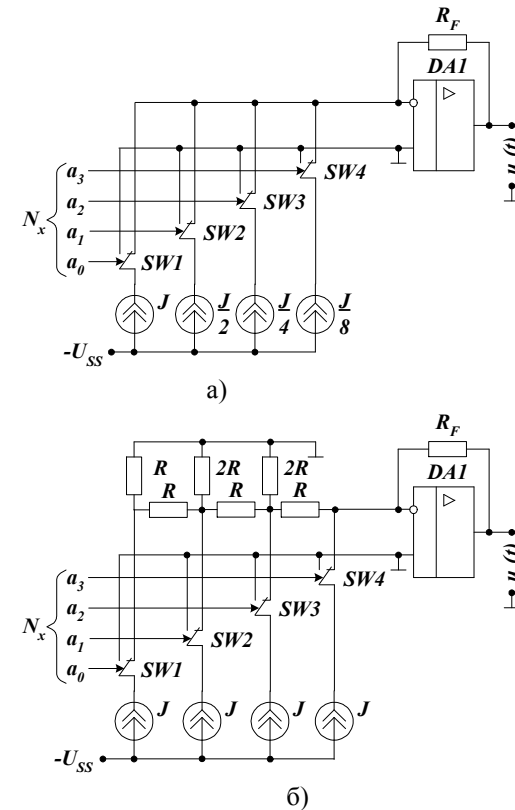


Рис. 8.52

На рис.8.52 а наведена структура цифроаналогового перетворювача на основі транзисторних джерел струму. Співвідношення між струмами джерел відповідають вазі розрядів числа у двійковій системі числення, тобто кожен наступний струм джерела вдвічі більший за попередній струм.

Виготовлення джерел з різними значеннями струму ускладнює технологічний процес виготовлення мікросхем цифроаналогових перетворювачів. Значно простіше виготовляти джерела з однаковими значеннями струму. На рис.8.52 б наведена структура цифроаналогового перетворювача з використанням джерел з однаковими значеннями струму і матриці резисторів R - $2R$.

Цифроаналогові перетворювачі із зваженими резисторами чи зваженими джерелами струмів мають істотний недолік. Цей недолік полягає у тому, що при зміні кодів, коли всі двійкові розряди числа змінюються на протилежні, наприклад двійкове число 011111 замінюється на число 100000, то виникають викиди, або провали струму. Це пояснюється неоднаковою затримкою при встановленні двійкових розрядів. Наприклад, якщо п'ять молодших розрядів внаслідок меншої затримки вже змінилися з 1 на 0, а найстарший розряд внаслідок більшої затримки ще продовжує залишатися нулем, то на короткий проміжок часу на виході цифроаналогового перетворювача встановлюється нульовий сигнал. Трапляється і протилежна ситуація, коли п'ять молодших

розрядів внаслідок більшої затримки ще продовжують мати одиничне значення, а найстарший розряд внаслідок меншої затримки вже встиг поміняти значення з 0 на 1, тоді на короткий проміжок часу всі розряди мають одиничне значення і на виході цифроаналогового перетворювача спостерігається максимальний сигнал, тобто спостерігається короткотермінових викид струму.

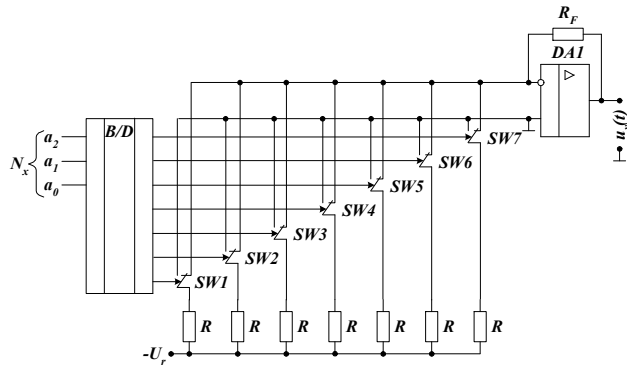


Рис. 8.53

Щоб уникнути такого негативного явища замість двійкового коду часто застосовують **термометричний код**. У термометричному коді число кодується кількістю одиниць молодших розрядів, наприклад число

5 у двійковому коді записується як 0101, а у термометричному коді записується як 011111. У термометричному коді при переході від одного числа до іншого змінюється тільки один розряд. Крім того, можна застосовувати матрицю резисторів з однаковим значенням опору, або джерела з однаковим значенням струму.

На рис. 8.53, як приклад наведений цифроаналоговий перетворювач, у якому застосовується термометричний код і матриця резисторів з однаковими значеннями опору. Для перетворення двійкового коду у термометричному

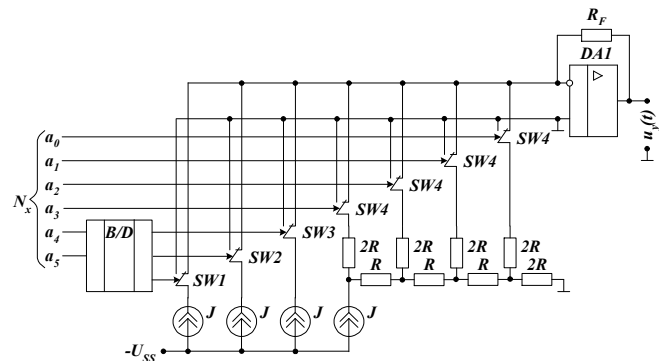


Рис. 8.54

код використовується перетворювач кодів.

Недоліком термометричного коду є набагато більша кількість розрядів порівняно з двійковим кодом. Наприклад, 7-розрядному двійковому коду відповідає $2^7 - 1 = 127$ розрядів коду Джонсона.

Щоб досягти компромісу між суперечливими вимогами, застосовують сегментні цифроаналогові перетворювачі, у який певна кількість розрядів, наприклад старші розряди реалізуються у термометричному коді, а решта молодших розрядів реалізовані у двійковому коді. На рис.8.54, як приклад, наведений сегментний цифроаналоговий перетворювач. Два старших двійкових розряди $a_5 a_4$ за допомогою перетворювача кодів перетворюються у 3-розрядний термометричний код, який керує увімкненням трьох джерел з однаковими струмами. Четверте джерело струму живить матрицю резисторів $R-2R$, яка керується чотирма молодшими розрядами двійкового числа.

Аналого-цифрові перетворювачі

Сучасні електронні пристрої виконують обробку як аналогової, так і цифрової інформації, причому частка цифрової обробки інформації весь час зростає. Сигнали об'єктів керування, вимірювальні сигнали є, здебільшого, аналоговими. Щоб виконати складну обробку сигналу, використавши для цього потужний арсенал засобів цифрової техніки, необхідно перетворити аналогові сигнали у цифрові. Пристрої, призначені для перетворення аналогових сигналів у цифрові називаються **аналого-цифровими перетворювачами** (англ. ADC – Analog to Digital Converter). Аналого-цифрові і цифроаналогові перетворювачі є своєрідними ланками зв'язку між аналоговою і цифровою частинами електронних пристроїв.

Для перетворення аналогового сигналу у цифровий потрібно реалізувати такі інформаційні процедури як:

- дискретизація сигналів за часом;
- квантування сигналів за інформативним параметром;
- кодування квантованих сигналів.

Дискретизація аналогового сигналу полягає у періодичному, з періодом дискретності T_s , виділенні окремих миттєвих значень сигналу (див. розділ 1). Таким чином дискретизований сигнал являє собою послідовність миттєвих значень або дискретних сигналів. Кожне виділене миттєве значення (дискрета сигналу) запам'ятовується на запам'ятовуючому пристрої. Пристрій, за допомогою якого виділяється та запам'ятовується дискрета сигналу називається **дискретизатором** або **пристроєм вибірки і зберігання**.

Квантування сигналу. Вимірювана фізична величина змінюється в межах деякого діапазону значень. Цей діапазон ділиться на багато ступенів або **квантів**. Наприклад, якщо напруга змінюється в діапазоні від нуля до 10 В, то діапазон можна поділити на 10000 квантів або ступенів по 0,001 В. Далі кожне миттєве значення фізичної величини порівнюється (врівноважується)

з сукупністю квантів (квантовою фізичною величиною відтвореною мірою) до виконання системи нерівностей

$$N \cdot \Delta x \leq x \leq (N+1) \cdot \Delta x. \quad (8.41)$$

Компаратор або пристрій для порівняння фіксує, тобто “сигналізує” про виконання системи нерівностей спеціальним сигналом. Наприклад, якщо система нерівностей виконується, то сигнал на виході компаратора 1, а якщо не виконується, то 0.

Після закінчення процесу зрівноважування вимірювальній величині X ставиться у відповідно однозначну відповідність, тобто приписується, або нижній рівень $N \cdot \Delta x$ (квантування “з недостатчею”), або верхній рівень $(N+1) \cdot \Delta x$ (квантування “з надлишком”).

Число N (або $(N+1)$) потрібно подати у певній **системі числення**. Цей процес називається **кодуванням** квантового сигналу. Комп’ютери та цифрові прилади здійснюють обробку чисел у **двійковій** системі числення, у якій довільне число подається комбінацією тільки двох цифр 0 та 1.

Для візуального відображення інформації користуються звичною для людини **десятьковою** системою числення, у якій кожне число подається комбінацією десяти цифр 0, 1, ..., 9, які часто називають **арабськими цифрами**. Вимірювальний перетворювач, який здійснює дискретизацію аналогового сигналу, квантування та кодування сигналу називається **аналого-цифровий перетворювач** (АЦП). Аналого-цифровий перетворювач є невід’ємною складовою частиною будь-якого цифрового приладу. Мікроелектронна промисловість випускає аналого-цифрові перетворювачі у вигляді однієї або декількох мікросхем.

Методи аналого-цифрового перетворення. Найзручніше здійснювати аналого-цифрове перетворення таких фізичних величин як **інтервал часу** і **частота**. Ці фізичні величини перетворюються у код з найменшими апаратними затратами і з високою точністю. Це пов’язано, головним чином, з тим, що для інтервалу часу і частоти були розроблені високоточні і високо-стабільні міри — генератори коливальних на основі кварцових резонаторів.

Виходячи з цього, доцільно такі поширені фізичних величин як електрична напруга і струм спочатку перетворити в інтервал часу або частоту, а потім ці величини перетворити у код. Аналого-цифрові перетворювачі напруги з попереднім перетворенням в інтервал часу або частоту становлять значну частку всіх аналого-цифрових перетворювачів.

Методи безпосереднього аналого-цифрового перетворення електричної напруги поділяються на:

методи зіставлення;

методи зрівноважування.

У **методах зіставлення** аналого-цифрове перетворення здійснюється за один прийом або такт, тобто з максимальною швидкістю. Для цього потріб-

но за допомогою міри відтворити всі N значень, на які квантується діапазон, тобто міра має бути багатоканальною.

У **методах врівноважування** аналого-цифрове перетворення здійснюється поетапно, крок за кроком, використовуючи на кожному етапі ті ж самі пристрої. У порівнянні з методами зіставлення у методах врівноважування збільшуються затрати часу, але менші апаратні затрати. Методи зрівноважування поділяються на методи **слідкувального врівноважування** і методи **розгортального врівноважування**.

АЦП з попереднім перетворенням напруги в інтервал часу або частоту

Як вже зазначалося, інтервал часу і частота — це фізичні величини, які зручно і високою точністю можна перетворити у код, тому у певних випадках доцільно електричні величини (напругу, струм) спочатку перетворити в інтервал часу або частоту, а потім ці величини перетворити у код.

На рис.8.55 як приклад наведена структура аналого-цифрового перетворювача з попереднім перетворенням вхідної напруги U_x в інтервал часу T_x і наступним квантуванням отриманого інтервалу часу імпульсами генератора імпульсів з високим ступенем стабільності, який забезпечується кварцовим резонатором.

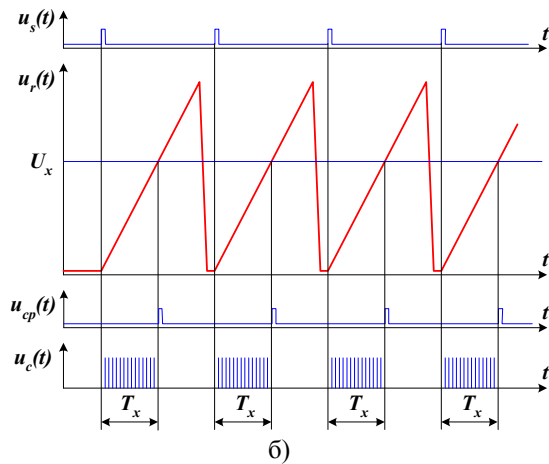
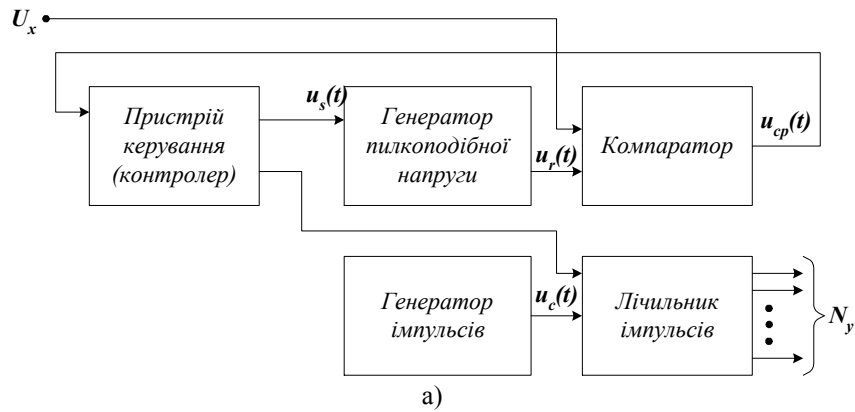


Рис. 8.55

Аналого-цифровий перетворювач працює таким чином. Пристрій керування (контролер) циклічно, з періодом T_s генерує стартові імпульси, що поступають на генератор наростаючої напруги з високим ступенем лінійності. Одночасно з запуском генератора пилкоподібної напруги, стартовий імпульс відкриває доступ до лічильника імпульсів квантувальним імпульсом з періодом T_0 , що генеруються генератором імпульсів.

Вихідна напруга генератора $u_r(t)$ лінійно зростає з плином часу

$$u_r(t) = \frac{U_r}{\tau} \cdot t, \quad (8.42)$$

де U_r — опорна стабільна напруга;

τ — стала часу генератора пилкоподібної напруги.

Ця пилкоподібна напруга $u_r(t)$ подається на один з входів компаратора. На другий вхід компаратора подається вхідна напруга U_x , що підлягає аналого-цифровому перетворенню. У той момент, коли пилкоподібна напруга генератора, зростаючи, досягне рівня вхідної напруги

$$u_r(T_x) = U_x \Rightarrow \frac{U_r}{\tau} \cdot T_x = U_x \Rightarrow T_x = \frac{\tau}{U_r} U_x, \quad (8.43)$$

компаратор генерує сигнал $u_{cp}(t)$, що поступає на пристрій керування. За цим сигналом припиняється доступ квантувальних імпульсів на лічильник і лічильник зупиняється. Кількість імпульсів, підрахованих лічильником дорівнює

$$N_y = \frac{T_x}{T_0} = \frac{\tau}{U_r \cdot T_0} U_x, \quad (8.44)$$

Таким чином, кількість імпульсів, підрахованих лічильни-

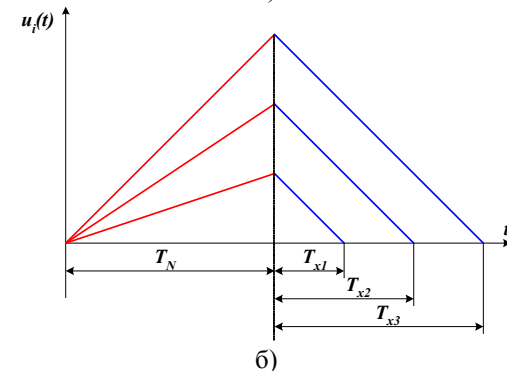
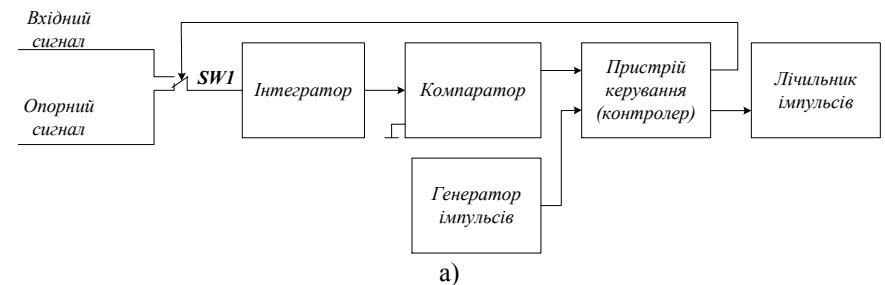


Рис. 8.56

ком імпульсів і поданих у двійковій системі числення прямо пропорційна вхідній напрузі. Рівняння (8.44) є рівнянням вимі-

рювального перетворення даного аналого-цифрового перетворювача.

Ще один приклад аналого-цифрового перетворювача з попереднім перетворенням напруги в інтервал часу наведено на рис. 8.56. Цей аналого-цифровий перетворювач також працює циклічно, тобто аналого-цифрове перетворення сигналів здійснюється періодично, через певний інтервал часу T_s . Кожен цикл аналого-цифрового перетворення складається з двох тактів, тому такий перетворювач часто називають *аналого-цифровим перетворювачем подвійного інтегрування*.

У першому такті на вхід інтегратора підключається вхідний сигнал U_x , який інтегрується впродовж певного інтервалу часу T_N , який задається лічильником імпульсів

$$T_N = T_0(2^N - 1), \quad (8.45)$$

де T_0 — період квантувальних імпульсів, які поступають на вхід лічильника від генератора імпульсів з високим ступенем стабільності;

N — кількість двійкових розрядів лічильника імпульсів.

У кінці інтервалу часу T_N вихідний сигнал інтегратора досягне значення

$$U_i(T_N) = \frac{1}{\tau} \int_0^{T_N} U_x dt = \frac{T_N}{\tau} U_x, \quad (8.46)$$

Заряд q_N , накопичений на конденсаторі інтегратора ємністю C впродовж інтервалу часу T_N , дорівнює

$$q_N = C \cdot U_i(T_N) = C \frac{T_N}{\tau} U_x, \quad (8.47)$$

У кінці інтервалу T_N вхідний сигнал U_x відключається, а замість нього на вхід інтегратора підключається опорний сигнал U_r , що має полярність, протилежну полярності вхідного сигналу. У цей самий момент відкривається вхід лічильника імпульсів і на нього починають поступати імпульси від генератора. Конденсатор інтегратора під дією сигналу протилежної полярності почне розряджатися і напруга на виході інтегратора спадатиме.

У той момент, коли вихідна напруга інтегратора, спадаючи, досягне нульового значення, спрацює компаратор і на його виході з'явиться сигнал, який припиняє доступ імпульсів на вхід лічильника. Заряд q_x , що поступив для розряджання на конденсатор впродовж інтервалу часу T_x дії опорного сигналу, дорівнює

$$q_x = C \cdot U_i(T_x) = C \frac{T_x}{\tau} U_r, \quad (8.48)$$

Виходячи з закону збереження зарядів, заряд q_N , накопичений на конденсаторі під час дії вхідного сигналу впродовж інтервалу T_N , дорівнює заряду q_x , тобто

$$q_N = q_x \Rightarrow C \frac{T_N}{\tau} U_x = C \frac{T_x}{\tau} U_r, \quad (8.49)$$

Виходячи з рівності (8.49), інтервал часу T_x дорівнюватиме

$$T_x = \frac{T_N}{U_r} U_x. \quad (8.50)$$

Кількість імпульсів, які підрахував лічильник імпульсів впродовж інтервалу T_x , дорівнює

$$N_y = \frac{T_x}{T_0} = \frac{T_N}{U_r \cdot T_0} U_x = \frac{(2^N - 1) T_0}{U_r \cdot T_0} U_x = \frac{(2^N - 1)}{U_r} U_x. \quad (8.51)$$

Як впливає з аналізу рівняння аналого-цифрового перетворення (8.51), вихідний код перетворювача прямо пропорційний вхідній напрузі, залежить від опорної напруги і не залежить від частоти квантувальних імпульсів. Похибка аналого-цифрового перетворювача визначається стабільністю опорної напруги. Параметри квантувальних імпульсів не призводять до похибки перетворення, якщо забезпечити короткотермінову стабільність генератора імпульсів впродовж терміну перетворення.

Ще однією перевагою аналого-цифрового перетворювача подвійного інтегрування є висока ступінь захисту від періодичних завад, зокрема наводки від мережі живлення. Це пояснюється тим, що вхідний сигнал інтегрується впродовж певного інтервалу часу T_N . Якщо на інформативний сигнал накладена періодична завада з періодом T_d , кратному тривалості інтегрування T_N , то така завада повністю вилучається з сигналу. При відхиленні періоду завади від кратності тривалості інтегрування ступінь захисту зменшується, тому у певних випадках тривалість інтегрування вхідного сигналу налаштовують на період завади.

АЦП розгортального врівноважування

Цифрові прилади розгортального врівноважування працюють циклами, які періодично повторюються. Нове значення вимірюваної величини періодично замінює попереднє значення. У кожному циклі вимірювана величина компенсується однорідною фізичною величиною, яка відтворюється мірою лінійно або у відповідності з певним законом.

АЦП з лінійним наростанням врівноважувальної напруги.

На рис. 8.57 зображено структуру аналого-цифрового перетворювача з лінійним наростанням врівноважувальної напруги у кожному циклі.

Аналого-цифровий перетворювач працює таким чином. На початку кожного циклу пристрій керування генерує стартовий імпульс, який встановлює лічильник імпульсів у нульове положення. Починаючи з цього моменту на вхід лічильника імпульсів поступають імпульси від генератора. Кількість імпульсів, підрахованих лічильником, зростає з плином часу. Ця кількість імпульсів, виражених у двійковій системі числення, поступає на вхід циф-

роаналогового перетворювача і перетворюється у ступінчасту наростаючу напругу

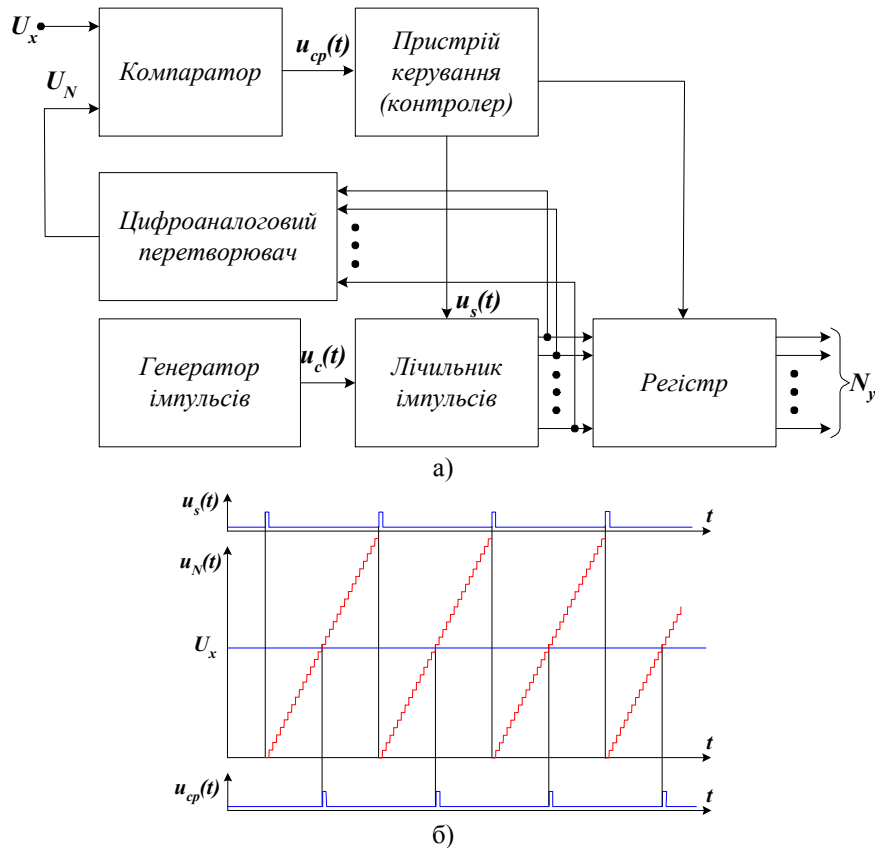


Рис. 8.57

$$U_N = \Delta U \cdot n_x. \quad (8.52)$$

де ΔU — ступінь квантування напруги, тобто напруга, що відповідає одиниці наймолодшого розряду числа;
 n_x — кількість імпульсів, підраховане лічильником до поточного моменту часу, тобто двійкове число на виході лічильника в поточний момент часу. Вихідна напруга цифроаналогового перетворювача подається на один з входів компаратора. На другий вхід компаратора подається вхідна напруга U_x . Якщо ступінчаста напруга на виході компаратора зрівняється з вхідною напругою, то компаратор спрацює і генерує вихідний сигнал, за яким двійкове число з виходу лічильника переписується у регістр і зберігається

там до наступного аналого-цифрового перетворення. У момент спрацювання компаратора напруга на виході цифроаналогового перетворювача

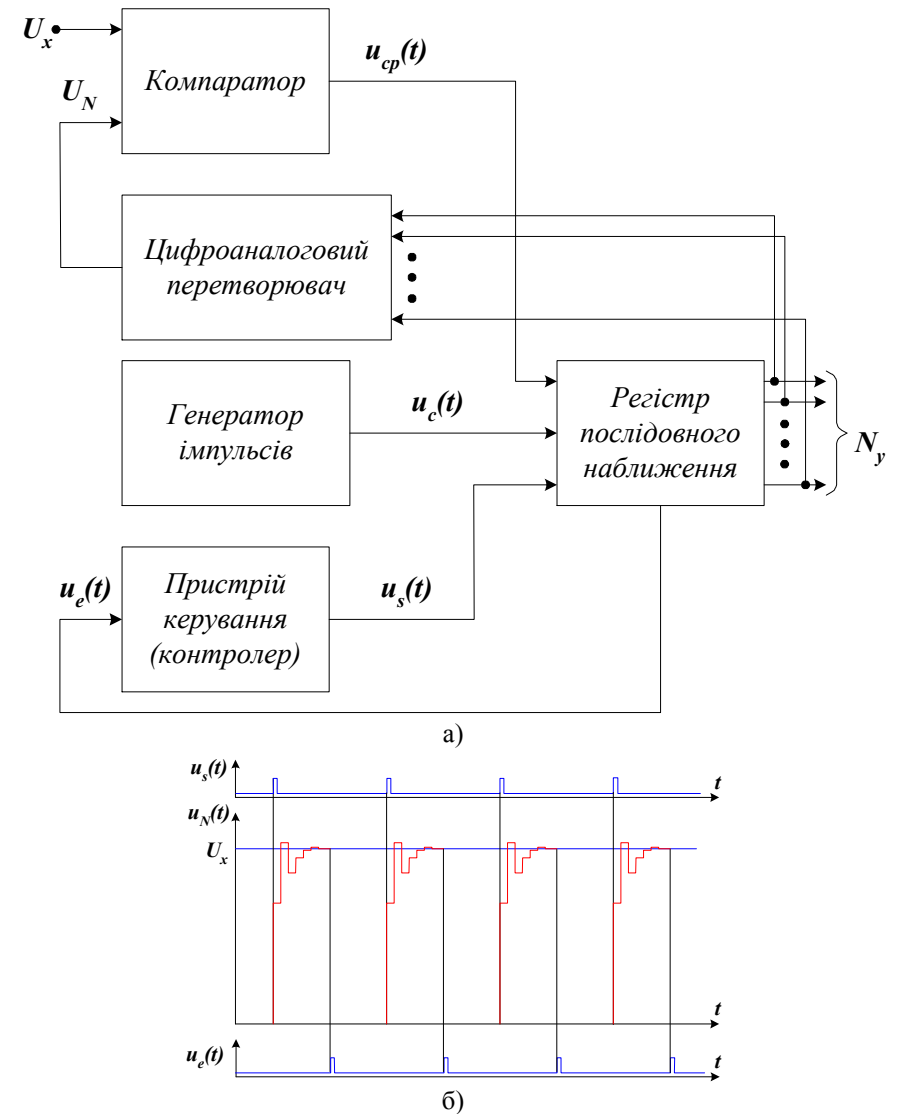


Рис. 8.58

стає рівною вхідній напрузі

$$U_x = U_N(N_y) \Rightarrow U_x = \Delta U \cdot N_y. \quad (8.53)$$

Виходячи з рівняння (8.53), двійкове число N_y , яке в момент рівності напруг на входах компаратора переписується у регістр, прямо пропорційне вхідній напрузі

$$N_y = \frac{U_x}{\Delta U}. \quad (8.54)$$

Недоліком аналого-цифрових перетворювачів розгортального зрівноважування з рівномірно ступінчастою зміною врівноважувальної величини є велика тривалість циклу, яка збільшується з підвищенням точності, тобто при збільшенні кількості ступенів квантування (квантів), на які квантується інтервал вимірюваної величини.

АЦП порозрядного врівноважування. Щоб зменшити тривалість аналого-цифрового перетворення, тобто щоб підвищити швидкодію АЦП, застосовується порозрядне врівноважування вимірюваної величини. Здебільшого порозрядне врівноважування здійснюється у двійковій системі і весь цикл зрівноважування ділиться на такти у відповідності з кількістю двійкових розрядів. На рис. 8.58 наведена структура аналого-цифрового перетворювача з порозрядним врівноважуванням, який працює таким чином. Стартовий імпульс, який на початку кожного циклу видає пристрій керування, запускає процес врівноважування, який здійснюється порозрядно, починаючи від найстаршого розряду і закінчуючи наймолодшим. Спочатку пристрій керування вмикає найстарший розряд, цифро-аналоговий перетворювач відтворює врівноважувальну напругу відповідно найстаршому розряду і ця напруга порівнюється за допомогою компаратора з вимірюваною напругою. Якщо вимірювана напруга більша за врівноважувальну, то найстарший розряд залишається, а якщо менша, то вимикається. У наступному

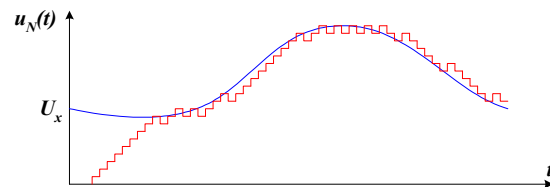
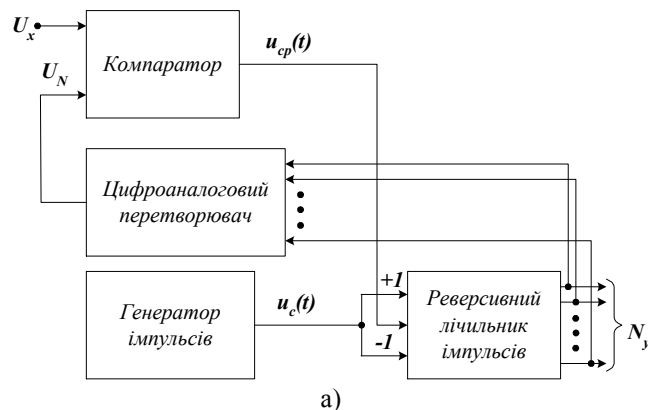


Рис. 8.59

чем (ЦАП), який є мірою напруги, керованою кодом. Якщо $U_x \geq N_y \cdot \Delta U$, то вихідний сигнал компаратора дорівнює 1 і імпульси від генератора імпульсів через комутатор подаються на вхід додавання (+1) реверсивного лічильника імпульсів. Число N_y на виході лічильника імпульсів зростає зростає доти, поки U_x не врівноважиться $N_y \cdot \Delta U$. Якщо ж $U_x < N_y \cdot \Delta U$, то вихідний сигнал компаратора дорівнюватиме 0, імпульси від генератора імпульсів передаються тепер на вхід віднімання (-1) реверсивного лічильника імпульсів і число N_y на виході лічильника зменшується і зменшуватиметься доти, поки U_x не зрівноважиться $N_y \cdot \Delta U$.

Вихідний код реверсивного лічильника імпульсів формується, як правило, у двійковій системі числення і керує цифро-аналоговим перетворювачем.

АЦП зіставлення (паралельної дії)

На рис. 8.60, як приклад, зображено аналого-цифровий перетворювач напруги, який реалізує метод зіставлення.

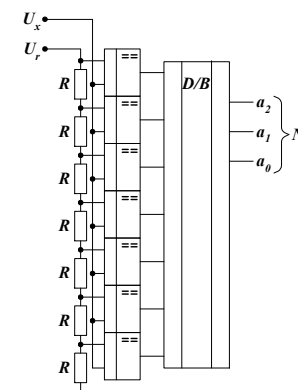


Рис. 8.60

Напруга з виходу стабілізованого джерела напруги подається на багатоступеневий подільник напруги. Кількість ступенів подільника напруги дорівнює кількості квантів діапазону вимірювання. На виході подільника напруги відтворюється N квантованих рівнів напруги $U_N \cdot \frac{1}{N}, U_N \cdot \frac{2}{N}, U_N \cdot \frac{3}{N}, \dots, U_N \cdot \frac{N-1}{N}, U_N$. Ці рівні напруги подаються на перші входи N компараторів, а на їхні другі входи подається вимірювальна напруга U_x . Вихідний сигнал кожного n -ного компаратора дорівнює 1, якщо $U_x \geq U_N \cdot \frac{n}{N}$; і дорівнює 0, якщо $U_x < U_N \cdot \frac{n}{N}$. Виходи всіх N компараторів

подаються на пристрій кодування, який формує число N_y у певній, як правило, двійковій системі числення. Число N_y - це число компараторів, вихідний сигнал яких дорівнює 1, тобто ця кількість квантів $N_y \cdot \Delta U$, які не перевищують вимірюваної напруги U_x , тобто $U_x \geq N_y \cdot \Delta U$.

Контрольні запитання і завдання

1. Де застосовуються обмежувачі імпульсів?
2. Поясніть принцип дії діодних обмежувачів.

3. Які особливості мають обмежувачі імпульсів на операційних підсилювачах?
4. Що таке одновібратор?
5. Наведіть структуру одновібратора з емітерним зв'язком.
6. Як побудувати одновібратор на інтегральному таймері?
7. Які операції виконуються за допомогою диференціатора і інтегратора?
8. Поясніть будову і принцип дії тригера Шміта.
9. Як сформувати імпульс у момент перепаду напруги?
10. Що називається середнім квадратичним значенням сигналу і як його визначити?
11. Як визначити амплітудне значення імпульсу?
12. Яку структуру мають перетворювачі середніх значень?
13. Для чого призначені пристрої вибірки і зберігання?
14. Яку операцію виконує компаратор?
15. Які основні параметри і характеристики має компаратор?
16. На які види поділяються аналого-цифрові перетворювачі?
17. Для чого призначені цифроаналогові перетворювачі?

РОЗДІЛ 9. ФІЛЬТРАЦІЯ ІМПУЛЬСНИХ СИГНАЛІВ

Фільтрація сигналів є однією з найважливіших і найпоширеніших видів обробки сигналів, яка здійснюється у сучасних радіоелектронних і зокрема імпульсних пристроях. У радіо і телебаченні за допомогою фільтрації забезпечується розмежування каналів мовлення, у системах зв'язку і телекомунікацій за допомогою фільтрації забезпечується можливість передавати по одному каналу сигнали від різних абонентів. У радіолокаційних системах за допомогою фільтрації виділяють корисний сигнал від об'єкта від інших сигналів. У вторинних джерелах живлення згладжувальними фільтрами зменшують ступінь пульсацій вихідної напруги.

9.1 Загальні відомості про фільтрацію сигналів і фільтри

Фільтрація сигналів є, як уже зазначалося, є одним із найважливіших видів обробки сигналів, яка полягає у перетворенні спектра сигналів за допомогою спеціальних пристроїв, які називаються *електричними фільтрами*, або просто *фільтрами*.

У каналах радіоелектронних пристроїв крім корисних сигналів, що несуть інформацію, діють завади і шуми, які корисної інформації не несуть і спотворюють корисний сигнал. Одним з ефективних засобів зменшення негативного впливу завад є застосування фільтрації сигналів. За допомогою фільтрації зменшують також негативний вплив перехресних завад, обумовлених дією сигналів сусідніх каналів. Крім зменшення впливу завад фільтрація застосовується для коригування амплітудно-частотних характеристик багатьох пристроїв, зокрема, датчиків фізичних величин.

Електричні фільтри, за допомогою яких здійснюється фільтрація сигналів, побудовані на основі різноманітних фізичних принципів. За видом сигналу, що обробляється, фільтри поділяються на *аналогові* і *цифрові*. Фільтри, для побудови яких використовувалися пасивні елементи: резистори, конденсатори, котушки індуктивності, називаються *пасивними*. Якщо ж крім пасивних елементів у аналогових фільтрах застосовано транзистори й операційні підсилювачі, то такі фільтри називаються *активними*.

Характеристики й параметри фільтрів. Фільтр як радіоелектронний пристрій характеризується такими характеристиками: імпульсною і перехідною характеристиками у часовій області й комплексною, амплітудно-частотною й фазочастотною характеристиками у частотній області. **Амплітудно-частотна характеристика фільтра** є залежність відношення амплітуд U_{my} вихідного й вхідного U_{mx} сигналів (U_{my}/U_{mx}) від частоти f , або циклічної частоти ω

$$K(\omega) = \frac{U_{my}}{U_{mx}}(\omega) = \frac{U_{my}(\omega)}{U_{mx}(\omega)}. \quad (9.1)$$

Характерною прикметою амплітудно-частотної характеристики фільтрів є наявність двох інтервалів частот, або, як їх здебільшого називають **смуг частот**, значення $K(\omega)$ у яких різко відрізняються. Значення амплітудно-частотної характеристики у **смугі пропускання** набагато більші значень цієї характеристики у **смугі затримування**. **Смугою пропускання фільтра** називається діапазон частот, у якому значення амплітудно-частотної характеристики перевищують певне значення, здебільшого 70.7 % від максимального, або у логарифмічних одиницях значення амплітудно-частотної характеристики зменшується не більше ніж на 3 дБ порівняно з максимальним. **Смугою затримування** називається діапазон частот, у якому значення амплітудно-частотної характеристики не перевищують певне значення, здебільшого кілька відсотків від максимального значення, хоча у деяких високоякісних фільтрах це може бути десяті, соті і навіть тисячні частки відсотка від максимального значення. Отже, у смугі пропускання вхідний сигнал передається на вихід, пропускається з незначними спотвореннями, а у багатьох випадках навіть підсилюється, а у смугі затримування зменшується у сотні, тисячі і навіть більше разів. Між смугою пропускання й смугою затримування розміщується **перехідна смуга**. Смуга пропускання фільтра обмежена граничними значеннями мінімальної ω_{p1} і максимальної ω_{p2} частот. Аналогічні значення мінімальної ω_{s1} і максимальної ω_{s2} граничних частот має й смуга затримування. Кожна з частот ω_{p1} , ω_{p2} , ω_{s1} , ω_{s2} зокрема можуть мати нульові значення і нескінченно великі значення. Частота ω_0 , що розміщена посередині смуги пропускання, називається **центральною частотою** фільтра. Частота ω_c , на якій значення $K(\omega_c)$ у $\sqrt{2}$ разів, або на 3 дБ менше за значення $K(\omega_0)$ на центральній частоті, називається **частотою зрізу**.

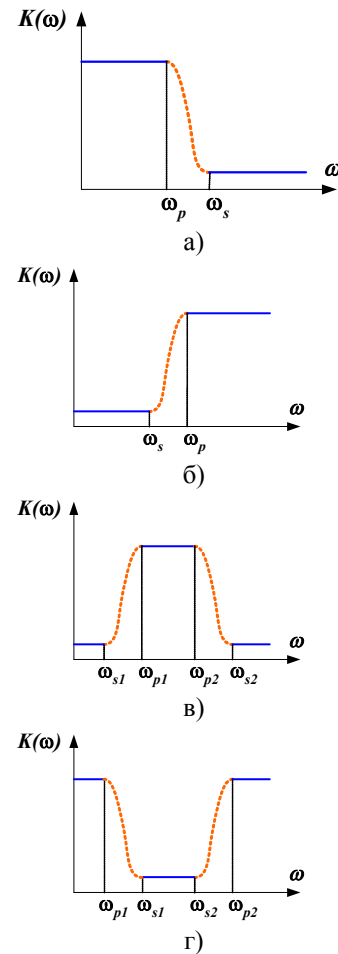


Рис. 9.1

За взаємним розміщенням смуг пропускання й затримування фільтри поділяються на такі види (рис. 9.1):

- фільтри нижніх частот (ФНЧ), у яких смуга пропускання простягається від нульової частоти до частоти зрізу ω_c ;
- фільтри верхніх частот (ФВЧ), у яких смуга пропускання простягається від частоти зрізу ω_c до нескінченності;
- смугові фільтри, смуга пропускання яких обмежена граничними значеннями мінімальної ω_{p1} і максимальної ω_{p2} частот;
- загороджувальні (режекторні) фільтри, смуга затримування яких обмежена граничними значеннями мінімальної ω_{s1} і максимальної ω_{s2} частот.

Апроксимація амплітудно-частотних характеристик фільтрів

Для аналізу процесів фільтрації часто використовують поняття ідеальний фільтр. **Ідеальний фільтр** — це така абстрактна модель фільтра, амплітудно-частотна характеристика якого має абсолютно однакові значення на всіх частотах у смугі пропускання, нульові значення у смугі затримування й у якого відсутня перехідна смуга. На рис. 9.2 наведені амплітудно-частотні характеристики різних типів ідеальних фільтрів. Ідеальний фільтр не можна реалізувати фізично, оскільки амплітудно-частотна характеристика реальних фільтрів, тобто фільтрів, побудованих на реальних елементах — резисторах, конденсаторах тощо, — це плавна, без розривів функція частоти, яка описується відношенням двох поліномів, тобто так звана раціональна функція

$$K(\omega) = \frac{N(\omega)}{D(\omega)} = \frac{a_0 + a_1\omega + a_2\omega^2 + a_3\omega^3 + \dots}{b_0 + b_1\omega + b_2\omega^2 + b_3\omega^3 + \dots} \quad (9.2)$$

де a_i , b_i — коефіцієнти фільтра, які залежать від значень опорів резисторів, ємностей конденсаторів, індуктивностей котушок тощо, тобто коефіцієнти фільтра є дійсними числами.

У багатьох областях, де застосовуються фільтри, таких жорстких умов до амплітудно-частотних характеристик, які є у ідеальних фільтрів, як правило, не ставиться. Для здійснення високоефективної обробки сигналів достатньо виконати такі

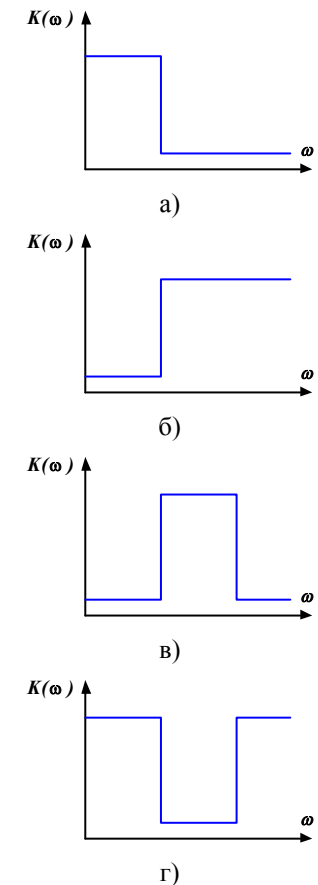


Рис. 9.2

умови: відхилення значень амплітудно-частотної характеристики від значення на центральній частоті у смузі пропускання має не перевищувати заданий рівень; значення амплітудно-частотної характеристики у смузі затримування має не перевищувати заданий мінімальний рівень і ширина перехідної смуги частот також має не перевищувати задане значення. Інакше кажучи, амплітудно-частотна характеристика має із заданим ступенем точності наближатися до амплітудно-частотної характеристики відповідного ідеального фільтра. Задача наближення із заданим ступенем точності амплітудно-частотної характеристики реального фільтра, що описується раціональною функцією частоти (9.2), до амплітудно-частотної характеристики ідеального фільтра, що описується розривними функціями, називається **задачею апроксимації**.

Задача апроксимації спрощується тим, що потрібну апроксимаційну функцію необхідно визначати не для всіх типів фільтрів, а тільки для фільтра нижніх частот. Апроксимаційну функцію для інших типів фільтрів (фільтрів верхніх частот, смугових, загороджувальних) можна визначити за апроксимаційною функцією фільтра нижніх частот за допомогою стандартних математичних методів перетворення функцій. Таким чином, фільтр нижніх частот є базовим фільтром у задачі апроксимації. Крім того, апроксимаційну функцію достатньо визначити лише для одиничної частоти зрізу, а потім за допомогою математичних перетворень отримати апроксимаційну функцію для довільної заданої частоти зрізу.

Задача апроксимації для різних вимог і обмежень була розв'язана різними

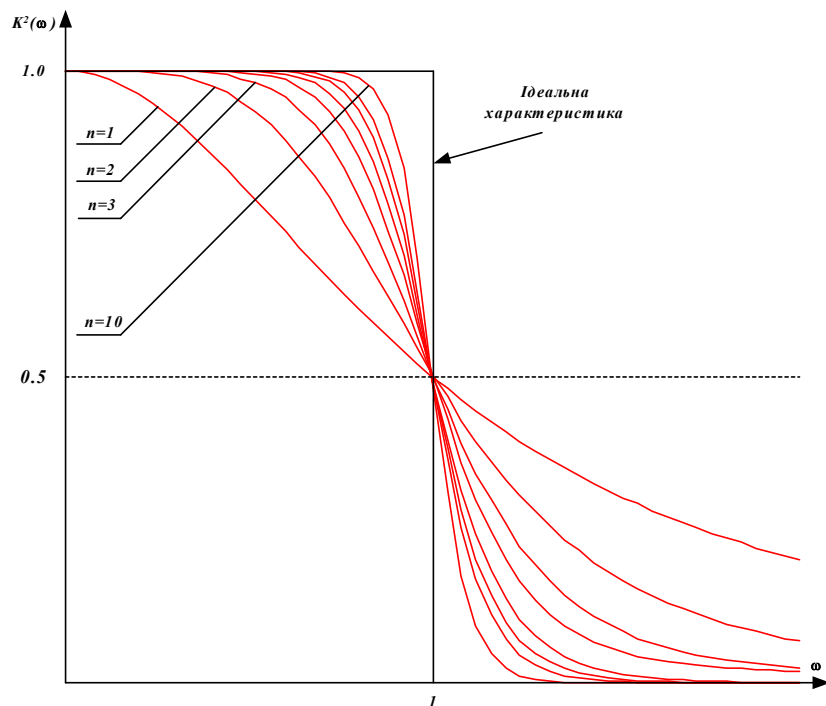


Рис. 9.3

авторами, у результаті чого отримані раціональні функції частоти, які апроксимують амплітудно-частотну характеристику ідеального фільтра із заданим ступенем точності. Ці апроксимаційні функції названі в честь їх авторів. Розглянемо найбільш поширені апроксимації.

Апроксимація Батерворта (фільтри Батерворта). Функція Батерворта n -ного порядку, що апроксимує амплітудно-частотну характеристику ідеального фільтра, задовольняє умову бути максимально плоскою у початку координат і монотонно спадати з ростом частоти

$$K^2(\omega) = \frac{1}{1 + \omega^{2 \cdot n}}. \quad (9.3)$$

Графіки функцій Батерворта різних порядків, що апроксимують амплітудно-частотну характеристику фільтра, наведено на рис. 9.3. Фільтри, амплітудно-частотні характеристики яких описуються функціями Батерворта, називаються фільтрами Батерворта.

Аналіз графіків показує, що зі збільшенням порядку n фільтра Батерворта, амплітудно-частотна характеристика наближається до ідеальної, значення $K^2(\omega)$ наближаються до одиниці у смузі пропускання, а у смузі затримування наближаються до нуля, перехідна смуга звужується.

Апроксимація Чебишева (фільтри Чебишева). Апроксимаційна функція, виражена через поліноми Чебишева, рівномірно коливається відносно номінального значення у смузі пропускання і монотонно спадає у смузі затримування. Поліноми Чебишева $T_n(\omega)$ степені n , що використовуються для апроксимації амплітудно-частотних характеристик фільтрів, можна визначити на основі рекурентного співвідношення

$$T_{n+1}(\omega) = 2\omega T_n(\omega) - T_{n-1}(\omega), \quad (9.4)$$

враховуючи, що поліном $T_0(\omega)$ нульового і поліном $T_1(\omega)$ першого порядку мають вигляд

$$\begin{aligned} T_0(\omega) &= 1 \\ T_1(\omega) &= \omega \end{aligned} \quad (9.5)$$

Запишемо поліноми наступних вищих порядків, використовуючи рекурентне співвідношення (9.4)

$$\begin{aligned} T_2(\omega) &= 2\omega T_1(\omega) - T_0(\omega) = 2\omega^2 - 1 \\ T_3(\omega) &= 2\omega T_2(\omega) - T_1(\omega) = 4\omega^3 - 3\omega \\ T_4(\omega) &= 2\omega T_3(\omega) - T_2(\omega) = 8\omega^4 - 8\omega^2 + 1 \end{aligned} \quad (9.6)$$

Як видно з формул (9.5), (9.6), поліноми Чебишева непарних степенів є непарними функціями, а парних степенів — парними функціями. Апроксимаційна функція на основі поліномів Чебишева, тобто квадрат амплітудно-частотної характеристики фільтра Чебишева n -ного порядку має вигляд

$$K_n^2(\omega) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)} \quad (9.7)$$

де ε — параметр, який визначає ступінь нерівномірності амплітудно-частотної характеристики фільтра Чебишева у смузі пропускання. У смузі пропускання амплітудно-частотна характеристика фільтра Чебишева рівномірно коливається між максимальними

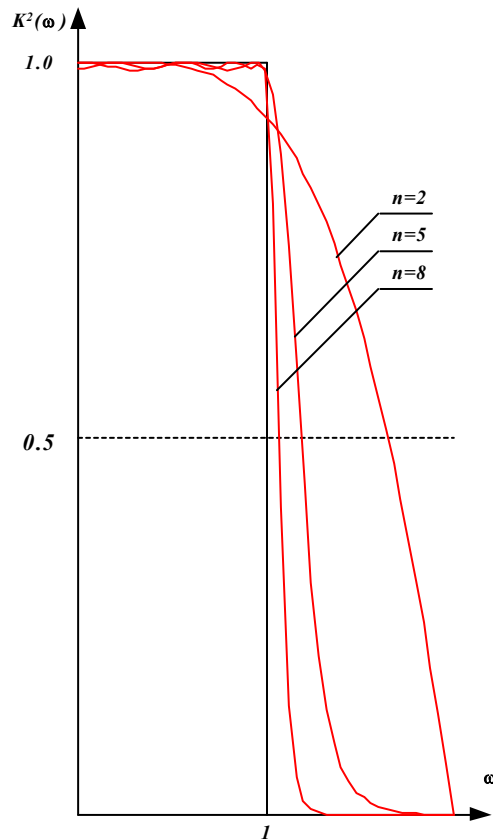


Рис. 9.4

між максимальними $K^2(\omega)_{\max}=1$ і мінімальними $K^2(\omega)_{\min}=1/(1+\varepsilon^2)$ значеннями (рис. 9.4). Сумарна кількість максимумів і мінімумів дорівнює порядку фільтра. У смузі затримування амплітудно-частотна характеристика фільтра Чебишева монотонно спадає зі швидкістю $20n$ дБ/декаду.

Інверсний фільтр Чебишева. У інверсного фільтра Чебишева, як і у прямого, амплітудно-частотна характеристика апроксимується поліномами

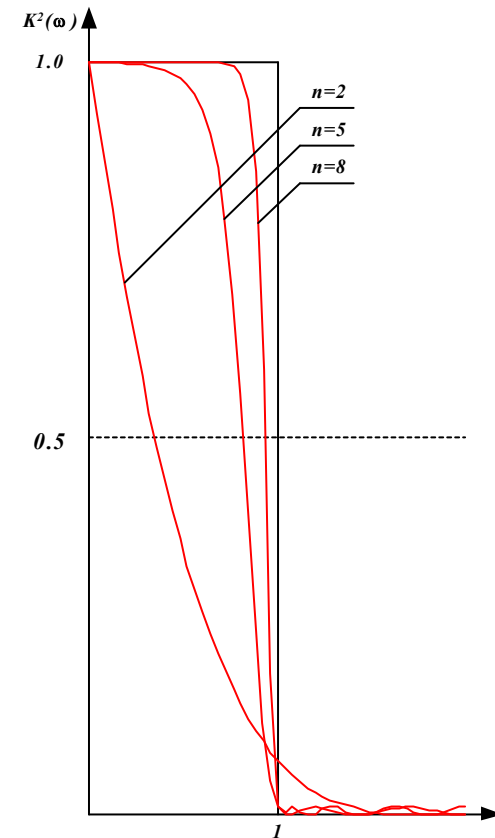


Рис. 9.5

Чебишева. Вона рівномірно спадає у смузі пропускання і рівномірно коливається між максимально допустимим рівнем і нулем у смузі затримування. Квадрат амплітудно-частотної характеристики $K_i^2(\omega)$ інверсного фільтра Чебишева визначається через квадрат $K^2(\omega)$ амплітудно-частотної характеристики прямого фільтра за допомогою перетворення

$$K_i^2(\omega) = 1 - K^2\left(\frac{1}{\omega}\right), \quad (9.8)$$

9.2 Аналогові фільтри

Аналогові фільтри призначені для обробки аналогових сигналів, неперервних як у часі, так і за значенням. На початкових етапах розвитку радіоелектронної, зокрема імпульсної техніки, застосовувалися виключно пасивні аналогові фільтри. З подальшим розвитком техніки для поліпшення якісних показників до складу фільтрів почали включати активні елементи, спочатку електронні лампи, а потім транзистори. Такі фільтри з активними елементами — *активні фільтри* — мали кращі показники, але споживали більше енергії і коштували значно більше ніж пасивні. Винайдення і масових випуск електронною промисловістю дешевих і високоякісних операційних підсилювачів і включення їх до складу активних фільтрів дав змогу значно поліпшити якісні показники фільтрів і різко збільшити їх область застосування.

Пасивні аналогові фільтри

Пасивні аналогові фільтри складаються з пасивних елементів: резисторів, конденсаторів, котушок індуктивності (індукторів). Пасивні аналогові фільтри були першим і єдиним типом фільтрів, які застосовувалися на початкових етапах розвитку імпульсної і радіоелектронної техніки. Продовжують застосовуватися пасивні фільтри і зараз, особливо у пристроях, що працюють у діапазоні високих частот, хоча область їх застосування значно звузилася. Причини звуження області застосування пасивних фільтрів є значне змен-

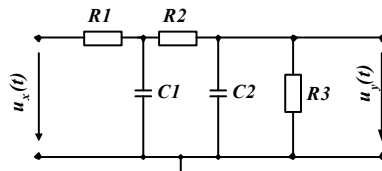


Рис. 9.6

шення рівня вихідного сигналу фільтра, порівняно з вхідним, застосування у пасивних фільтрах котушок індуктивності, маса і габарити яких набагато перевищують аналогічні показники інших елементів. Крім того, котушки індуктивності неможливо виготовляти за новітніми інтегральними технологіями і суміщати їх з елементами і пристроями, виготовленими за такими технологіями.

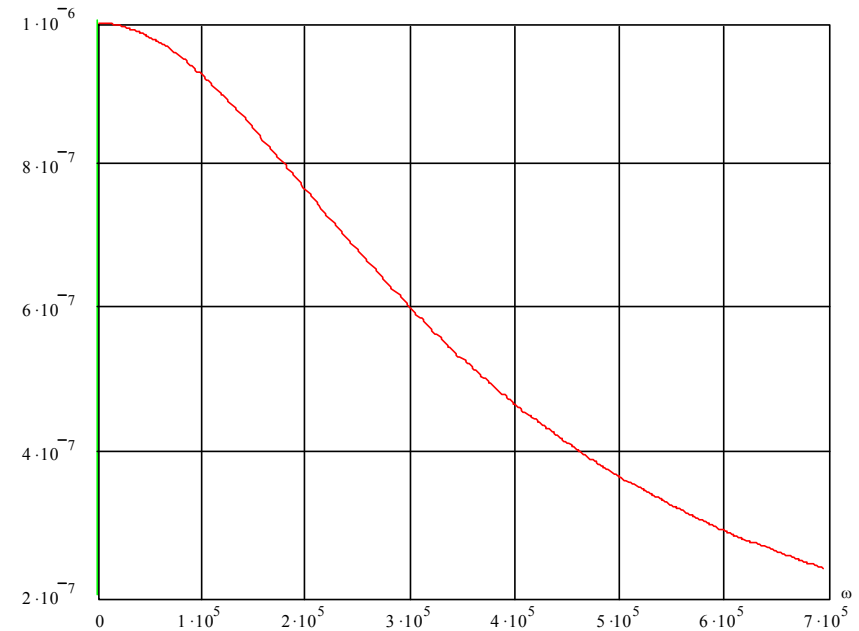


Рис. 9.7

Як і для будь-якого фільтра взагалі, для аналогового пасивного фільтра спочатку, за вимогами до фільтра, вибирається тип апроксимації амплітудно-частотної характеристики фільтра (апроксимація Батерворта, Чебишева тощо) і порядок фільтра. Далі, на наступному етапі вибирається спосіб реалізації вибраного типу фільтра.

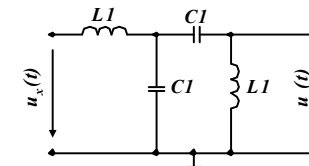


Рис. 9.8

Було розроблено багато способів (схем) реалізації пасивних фільтрів з амплітудно-частотними характеристиками, які задовольняли задані умови. Найчастіше застосовують такі схеми: східчаста, мостова, схеми Дарлінгтона. Східчаста схема може бути реалізована як за допомогою резисторів і конденсаторів (*RC східчаста схема*), так і за допомогою індуктивностей і конденсаторів (*LC східчаста схема*). Східчастими схемами можуть реалізовуватися

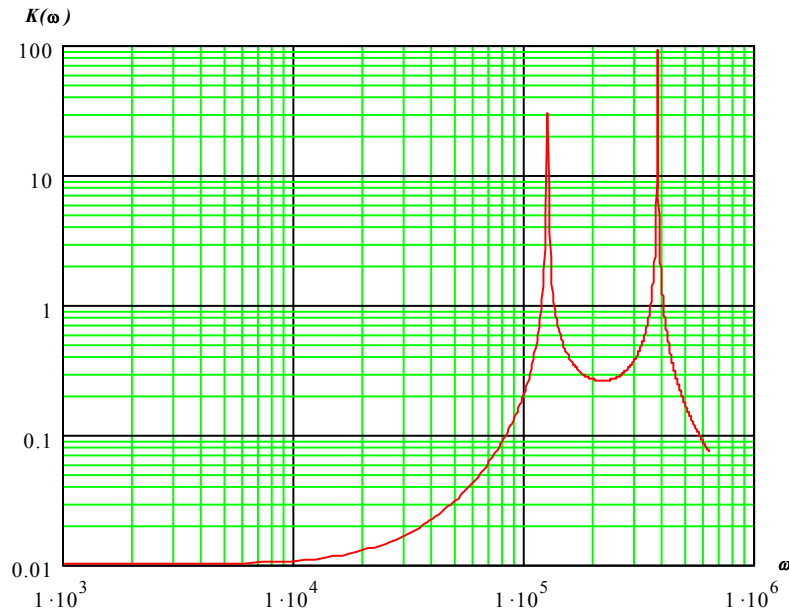


Рис. 9.9

тільки такі фільтри, комплексна частотна характеристика яких має дійсні корені. Позитивною характеристикою східчастих схем є низька чутливість до похибок елементів.

На рис. 9.6, як приклад, наведена східчаста схема фільтра нижніх частот, реалізована на пасивних елементах: резисторах і конденсаторах. Комплексна частотна характеристика такого фільтра визначається формулою

$$K(j\omega) = \frac{j\omega \cdot \omega_0}{(j\omega + 2\omega_0)(j\omega + 4\omega_0)}. \quad (9.9)$$

Якщо кутову частоту зрізу ω_0 вибрати рівною $\omega_0 = 4\pi \cdot 10^4$ рад/с, що відповідає $f_0 = 20$ кГц, то амплітудно-частотна характеристика такого східчастого пасивного RC-фільтра матиме вигляд, наведений на рис. 9.7.

Приклад пасивного фільтра на конденсаторах і індукторах наведений на рис. 9.8. Комплексна частотна характеристика такого фільтра четвертого порядку визначається виразом

$$K(j\omega) = \frac{(j\omega/\omega_0)^2}{[(j\omega/\omega_0)^2 + 1][(j\omega/\omega_0)^2 + 9]}. \quad (9.10)$$

Амплітудно-частотна характеристика фільтра, побудована для $\omega_0 = 4\pi \cdot 10^4$ рад/с, наведена на рис. 9.9.

Комплексні частотні характеристики східчастих пасивних характеристик мають дійсні від'ємні корені знаменника, тому за допомогою таких фільтрів можна реалізувати досить вузький клас типів фільтрів. Наприклад, фільтри Батерворта і Чебишева мають комплексні корені знаменника комплексної частотної характеристики і не можуть бути реалізовані східчастими схемами. Це є істотним недоліком східчастих схем. У той же час, позитивною рисою східчастих схем є низька чутливість до похибок елементів, тобто значне відхилення параметрів елементів фільтра під дією зовнішніх чинників призводить до неістотного відхилення амплітудно-частотної характеристики від заданої.

Активні аналогові фільтри

Активними аналоговими фільтрами називаються фільтри, до складу яких, крім пасивних елементів (резисторів, конденсаторів, індукторів), входять активні елементи: біполярні і польові транзистори і операційні підсилювачі. Як вже зазначалося, реалізація фільтрів виключно на пасивних елементах, особливо в діапазоні низьких частот, пов'язана з низкою труднощів: габарити і маса пасивних елементів мають недопустимо великі значення, неможливість застосувати для виготовлення котушок індуктивності сучасні інтегральні технології, низька точність тощо.

Щоб поліпшити якісні показники аналогових фільтрів, до їх складу почали включати активні елементи. На початкових етапах історичного розвитку електронної техніки це були вакуумні лампи, а потім транзистори.

Особливо бурхливого розвитку набули активні фільтри з освоєнням і масовим випуском дешевих операційних підсилювачів, виготовлених за сучасними інтегральними технологіями. Активні фільтри, у яких у якості активних елементів використовуються операційні підсилювачі, мають якісні показники, які набагато перевищують аналогічні показники інших типів фільтрів, тому у подальшому аналізуватимуться саме такі фільтри. Слід зазначити, що переважна більшість активних фільтрів реалізується без застосування котушок індуктивності.

Як і у проектуванні пасивних фільтрів, розробка активного фільтра починається з апроксимації амплітудно-частотної характеристики плавною раціональною функцією частоти. Для активних фільтрів використовуються ті ж самі апроксимації (Батерворта, Чебишева тощо), що й для пасивних фільтрів.

Активні фільтри на операційних підсилювачах можуть реалізовуватися **прямими** методами, коли задана комплексна частотна характеристика реалізовується у цілому і **каскадними** методами, коли задана комплексна частотна характеристика формується каскадним з'єднанням окремих ланок, як правило другого порядку (так званих **біквадратних ланок**, або, скорочено **біквадів**). У свою чергу, прямі методи реалізації фільтрів поділяються на такі види:

- пряма реалізація через пасивні схеми;

- ☐ пряму реалізацію з RC -чотириполіусниками;
- ☐ пряму реалізацію з RC -двополіусниками;
- ☐ пряму реалізацію за допомогою інтеграторів.

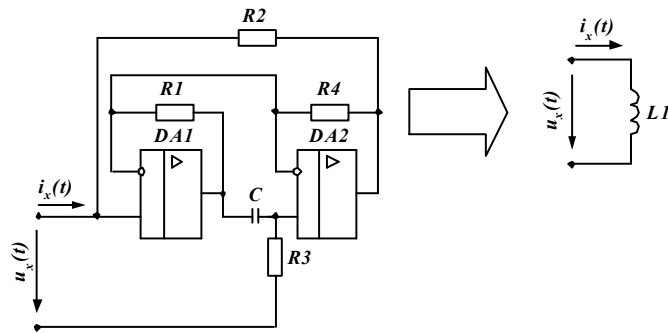


Рис. 9.10

Пряма реалізація активних фільтрів. Як вже зазначалося, реалізація фільтрів із заданою амплітудно-частотною характеристикою за допомогою пасивних елементів має низку недоліків, зокрема, застосування котушок

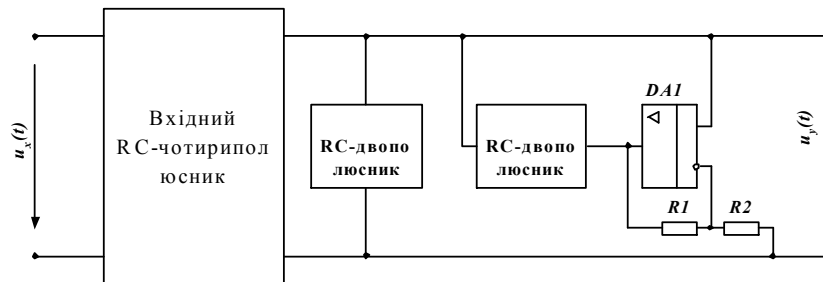


Рис. 9.11

індуктивності у фільтрах різко погіршує якісні характеристики цих фільтрів. У той же час, пасивні фільтри, особливо ступінчасті, мають низьку чутливість до похибок їх елементів.

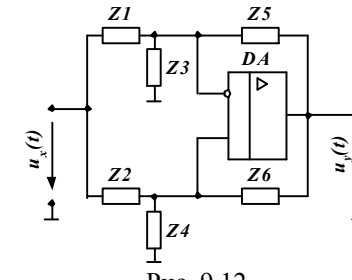
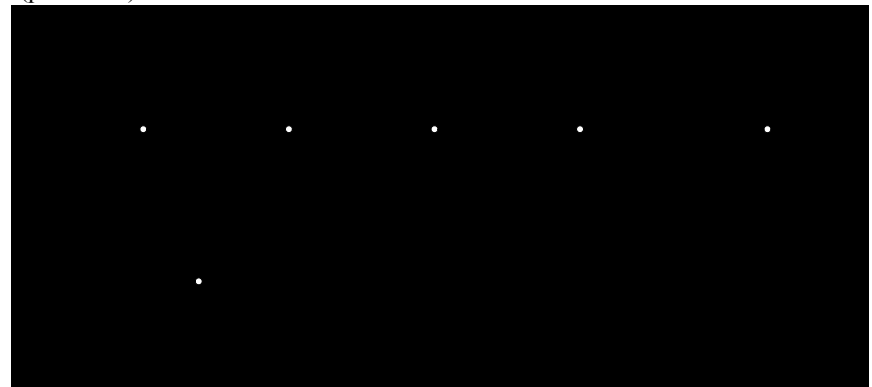


Рис. 9.12

Щоб зберегти низьку чутливість ступінчастих фільтрів і уникнути застосування індуктивностей застосовують імітацію індуктивностей за допомогою пристроїв на операційних підсилювачах. Пристрій, схема якого наведена на рис. 9.10, поводить себе так, як індуктивність з високою добротністю і тому може з успіхом замінювати індуктивність у схемах фільтрів.

Ще один спосіб уникнути застосування індуктивностей і в той же час зберегти переваги ступінчастих пасивних RC -фільтрів, полягає тому, що задана амплітудно-частотна характеристика виражається через амплітудно-частотні характеристики RC -чотириполіусника на вході фільтра і двох RC -двополіусників, які увімкнені у схему разом з операційним підсилювачем (рис. 9.11).



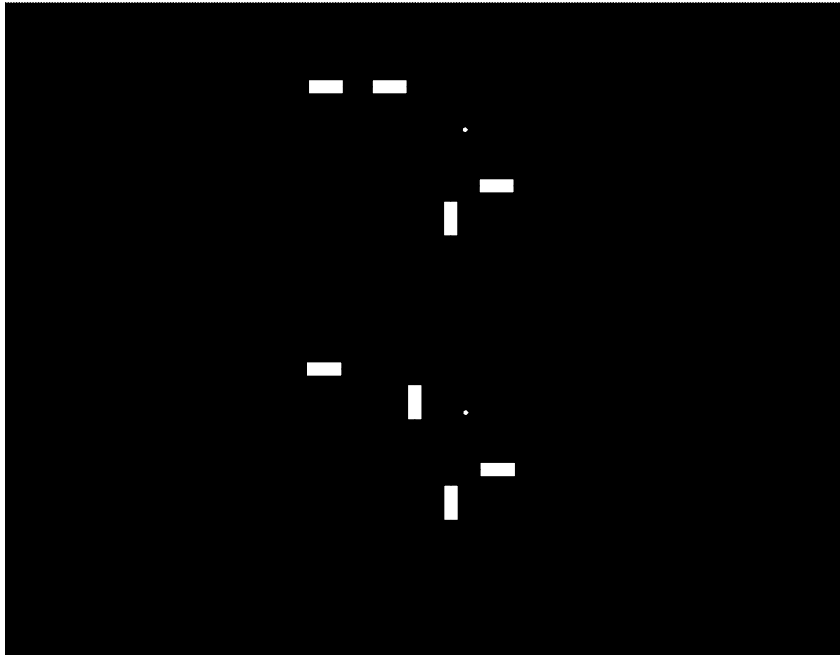
Фільтр з амплітудно-частотною характеристикою, що виражається раціональною функцією частоти, можна реалізувати за допомогою одного операційного підсилювача з багатоконтурним зворотним зв'язком і двополіусників, які складаються тільки з резисторів і конденсаторів (рис. 9.12). комплексна частотна характеристика такого фільтра виражається через комплексні опори двополіусників

$$K(j\omega) = \frac{(1/Z_1 - 1/Z_2)}{(1/Z_6 - 1/Z_5)}, \quad (9.11)$$

за умови, що

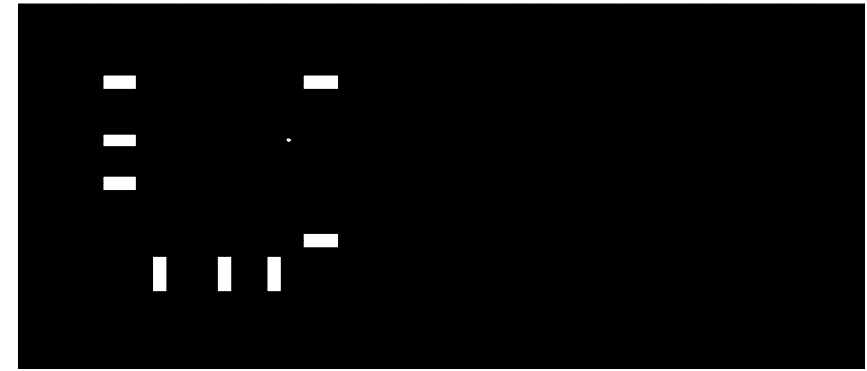
$$1/Z_1 + 1/Z_3 + 1/Z_5 = 1/Z_2 + 1/Z_4 + 1/Z_6. \quad (9.12)$$

Вибором комплексних опорів Z_1, Z_2, Z_5, Z_6 з врахуванням умови (9.12) можна сформувати амплітудно-частотну характеристику загального виду, яка б задовольняла задані вимоги.



Розглянуті методи прямої реалізації активних фільтрів на одному операційному підсилювачі з RC -чотириполіусниками і RC -двополіусниками мають той недолік, що зростає чутливість фільтра до похибок його елементів.

Активний фільтр, реалізований за допомогою інтеграторів, складається з каскадного з'єднання однакових ланок. Кожна ланка — це інтегратор на операційному підсилювачі. Крім того, використовується ще два додаткових операційних підсилювачі: один на вході фільтра служить для додавання вхідного сигналу і сигналу зворотного зв'язку, а другий призначений для додавання сигналів зворотного зв'язку (рис. 9.13). Комплексна частотна характеристика такого фільтра n -ного порядку має вигляд



$$K(j\omega) = -\frac{1/R_0}{(j\omega\tau)^n + (1/R_1)(j\omega\tau)^{n-1} + (1/R_2)(j\omega\tau)^{n-2} + \dots + (1/R_n)}. \quad (9.13)$$

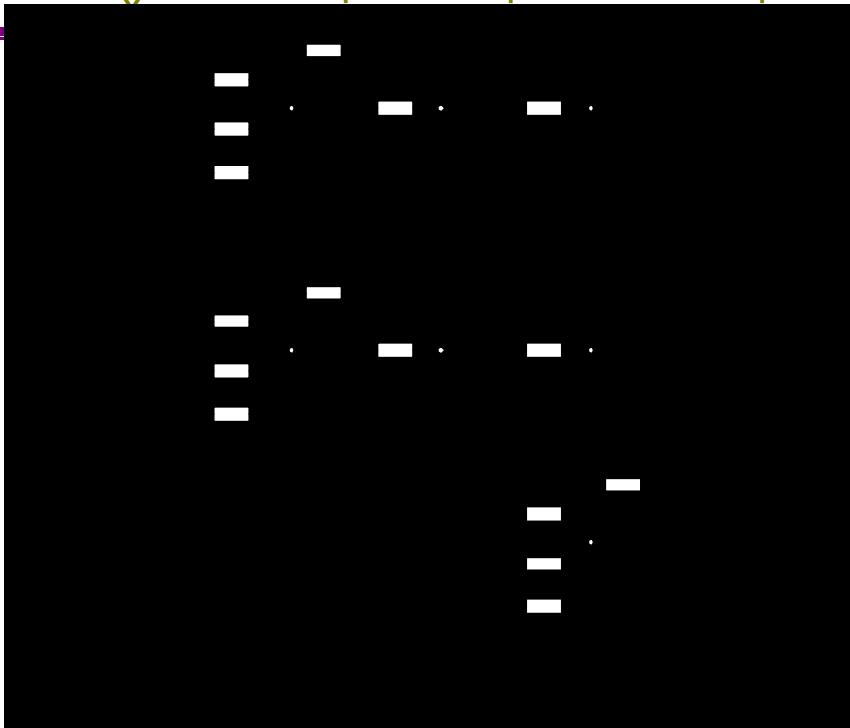
де $\tau = RC$ — стала часу інтегратора.

Як випливає з формули (9.13), фільтр з такою структурою можна використовувати для реалізації фільтрів нижніх частот Батерворта, Чебишева тощо. Щоб реалізувати смугові фільтри, фільтри Кауера потрібно вихідну напругу знімати не з останнього n -того операційного підсилювача, а з проміжного k -того. Комплексна частотна характеристика фільтра у такому разі матиме вигляд:

$$K(j\omega) = -\frac{(-1)^{n-k} (1/R_0)(j\omega\tau)^{n-k}}{(j\omega\tau)^n + (1/R_1)(j\omega\tau)^{n-1} + (1/R_2)(j\omega\tau)^{n-2} + \dots + (1/R_n)}. \quad (9.14)$$

Особливістю фільтрів з інтеграторами є значна кількість операційних підсилювачів: для реалізації фільтра n -того порядку потрібно щонайменше $(n+2)$ операційних підсилювачів. Проте, зважаючи на масовий випуск сучасною електронною промисловістю високоякісних і дешевих операційних підсилювачів, цей недолік розвитком електронної промисловості стає все менш і менш істотним.

Каскадна реалізація активних фільтрів. Реалізація фільтра з заданою амплітудно-частотною характеристикою за допомогою каскадного з'єднання послідовності ланок першого і другого порядку називається каскадною реалізацією. Каскадна реалізація фільтрів порівняно з прямою має такі переваги: різке зменшення типів фільтрів, адже фільтр довільного порядку і складності збирається з окремих стандартних уніфікованих модулів, кількість яких незначна; значно спрощується настройка фільтра, оскільки кожен модуль можна налаштовувати окремо і це не впливає на інші модулі; зменшуються затрати на виробництво, адже можна перейти від індивідуального виробництва окремих фільтрів до масового виробництва стандартних уніфікованих модулів.



Кожна ланка каскадного фільтра є окремим модулем, що реалізує фільтр другого порядку і тому називається **біквдратною ланкою** або скорочено **біквдом**.

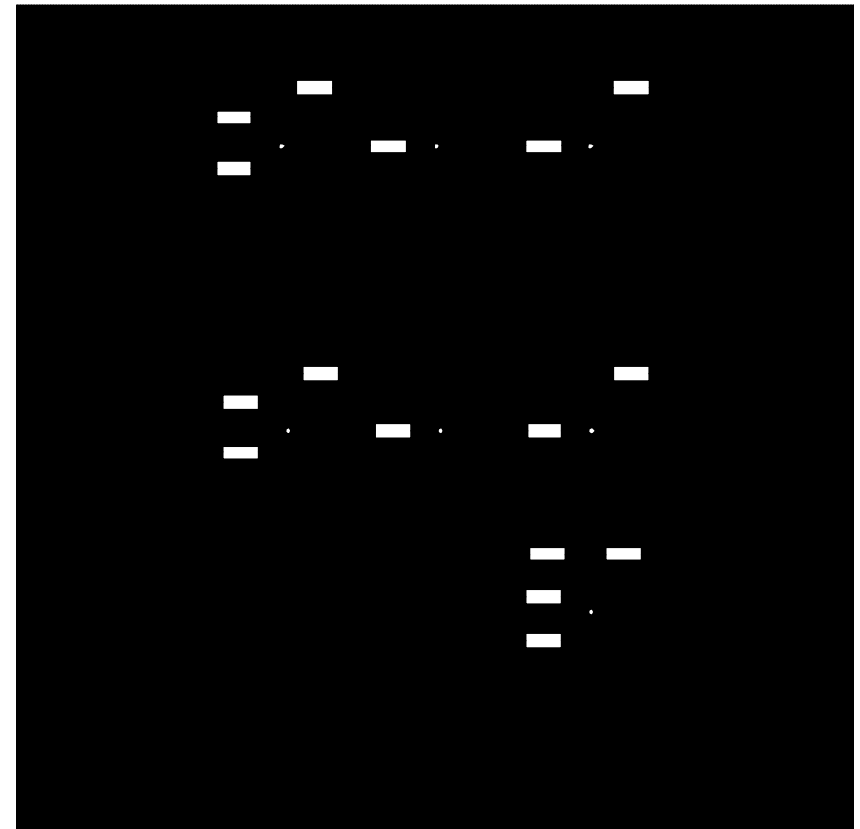
Біквдратну ланку можна реалізувати на одному операційному підсилювачі і на кількох підсилювачах. У свою чергу, реалізація на одному операційному підсилювачі може бути окремо для кожного типу фільтрів (нижніх частот, верхніх частот, смугових, а може бути універсальною для всіх типів фільтрів. На рис. 9.14, а наведена схема біквдратної ланки (так звана структура Салена і Кі), що реалізує фільтр нижніх частот з комплексною характеристикою

$$K(j\omega) = \frac{k}{(j\omega)^2 + bj\omega + 1}, \quad (9.15)$$

де

$$C_1 C_2 R_1 R_2 = 1; \quad C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_2 R_1 - k C_1 R_1 = b; \quad k = 1 + R_4 / R_3. \quad (9.16)$$

Біквдратна ланка смугового фільтра має структуру, наведену на рис. 9.14, б і комплексну частотну характеристику



$$K(j\omega) = \frac{G \cdot j\omega}{(j\omega)^2 + bj\omega + 1}, \quad (9.17)$$

де

$$\begin{aligned} C_1 C_2 R_1 R_2 (1+k) &= 1; & C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_2 R_1 &= b; \\ k &= 1 + R_4 / R_3; & G &= -k R_2 C_2 \end{aligned} \quad (9.18)$$

Універсальна схема біквдратної ланки на одному операційному підсилювачі для всіх типів фільтрів (нижніх, верхніх частот, смуговий, загороджувальний) наведена на рис. 9.15.

Щоб спростити настройку фільтрів, зробити їх більш універсальними, збільшити добротність, розширити частотний діапазон застосовують біквдратні ланки, реалізовані на кількох операційних підсилювачах. На рис. 9.16 наведена схема біквдратної ланки на трьох операційних підсилювачах. Перший підсилювач призначений для додавання і підсилення сигналів, а другий і третій підсилювачі — для побудови інтеграторів. Якщо використовувати вихід

першого операційного підсилювача, то матимемо фільтр верхніх частот, якщо другого — то смуговий фільтр, якщо третього — то фільтр нижніх частот. Щоб розширити функціональні можливості цього фільтра і реалізувати комплексну частотну характеристику фільтра другого порядку загального виду, необхідно доповнити схему фільтра суматором на операційному підсилювачі $DA4$ (рис. 9.16, б). Такою структурою можна, зокрема, реалізувати загорджувальний фільтр.

Ще одна структура біквадратної ланки на трьох операційних підсилювачах наведена на рис. 9.17, а. Якщо використовувати вихід другого $DA2$, або третього $DA3$ операційного підсилювача, то отримаємо фільтр нижніх частот. Щоб отримати смуговий фільтр, слід використовувати як вихідний сигнал фільтра вихід першого операційного підсилювача $DA1$. Якщо схему доповнити додатковим суматором на операційному підсилювачі $DA4$, то отримаємо біквадратну ланку (рис. 9.17, б), на основі якої можна реалізувати фільтр другого порядку будь-якого типу, вибираючи тип і значення пасивних елементів.

9.3 Цифрові фільтри

Пасивні і активні аналогові фільтри, які аналізувалися вище, здійснюють обробку аналогового сигналу, тобто сигналу, який змінюється неперервно у часі і може набувати нескінченно велику кількість значень у довільному діапазоні (рис. 9.18, а). Аналоговими сигналами, зокрема, є вихідні сигнали датчиків фізичних величин.

Бурхливий розвиток імпульсної і цифрової техніки, а також мікропроцесорів дав змогу широко застосовувати цифрові сигнали. Цифровий сигнал (рис. 9.18, б), на відміну від аналогового, має значення тільки у певні моменти часу, тобто це дискретизований у часі сигнал. Дискретизований сигнал форму-

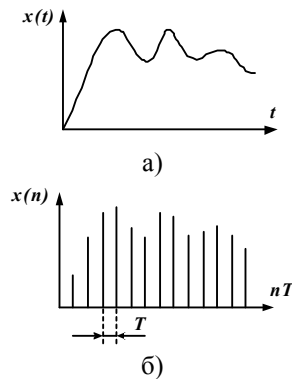


Рис. 9.18

ється з аналогового за допомогою пристрою вибірки і зберігання. Крім того, цифровий сигнал у заданому діапазоні може мати тільки скінчену кількість

значень, тобто це квантований за рівнем сигнал. Значення, які має сигнал у даному діапазоні значень, виражаються у певній системі числення. У сучасних цифрових пристроях і системах застосовується двійкова система числення. Операцію квантування сигналу і вираження кількості квантів у двійковій системі здійснюють за допомогою аналого-цифрових перетворювачів (АЦП). Отже, цифровий сигнал — це послідовність значень у двійковій системі числення, або, інакше кажучи, **цифрова послідовність**.

Для аналізу цифрових сигналів широко застосовуються такі послідовності:

- ☐ одиничний імпульс (рис. 9.19, а);
- ☐ одинична ступінчата послідовність (рис. 9.19 б);
- ☐ показникова послідовність (рис. 9.19, в).

Цифрові сигнали мають певні переваги над аналоговими.

По-перше, цифрові сигнали можна зберігати у великих обсягах без спотворень як завгодно довго і відтворювати кожен раз, коли це потрібно.

По-друге, його можна передавати на велику відстань без спотворень.

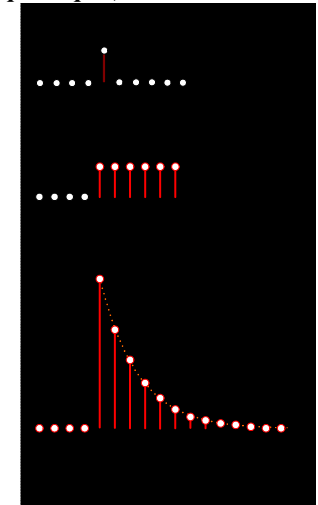
По-третє, для обробки цифрових сигналів розроблені потужні цифрові і мікропроцесорні пристрої.

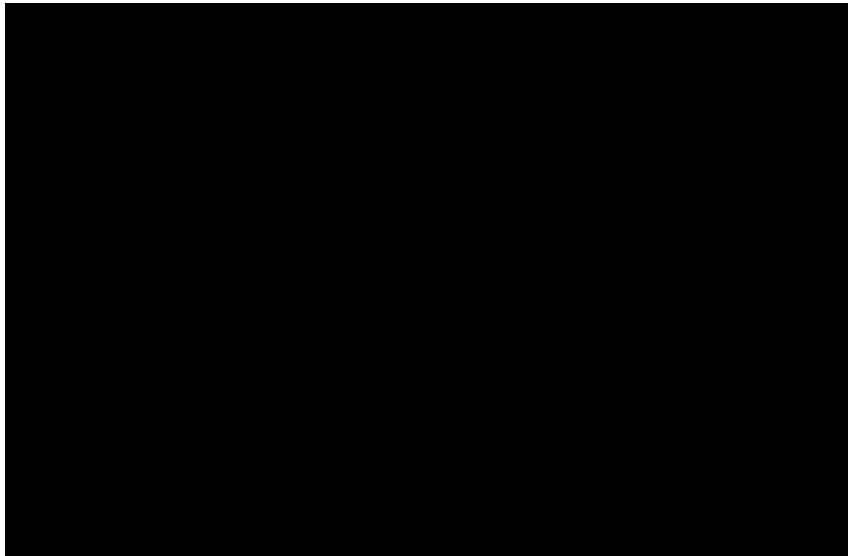
Однією з найважливіших і широко поширених видів цифрової обробки сигналів є цифрова фільтрація сигналів. **Цифрова фільтрація** — це комплекс операцій над сукупністю значень вхідної послідовності $x(n)$, в результаті чого формується вихідна послідовність $y(n)$. Над окремими значеннями цифрової послідовності можуть здійснюватися такі операції як множення на певний коефіцієнт, додавання, затримка.

Операцію множення на певний коефіцієнт здійснюють за допомогою цифрового перемножувача. Умовне графічне зображення цієї операції наведено на рис. 9.20, а.

Операцію додавання здійснюють за допомогою цифрового суматора, умовне графічне зображення якого наведено на рис. 9.20, б.

Операція зсуву здійснюється за допомогою регістрів зсуву. У результаті одиничного зсуву на виході регістра буде попереднє значення послідовності. Умовне графічне зображення операції зсуву наведено на рис. 9.20, в. З усіх операцій найбільше ресурсів потребує операція множення.





Розглянуті операції над значеннями цифрової послідовності є *лінійними*. Ці операції можуть здійснюватися як апаратним способом, так і програмним. Операції реалізуються апаратно на цифрових перемножувачах, суматорах і регістрах, причому операції можна здійснювати як *послідовно*, тобто одна за одною, так і *паралельно*, тобто одночасно, впродовж одного такту. Якщо цифровий фільтр реалізований програмно, то операції виконуються мікропроцесором за програмою, яка розміщена у пам'яті мікропроцесора. У певних випадках, наприклад для збільшення швидкодії, доцільно окремі операції, наприклад множення, виконувати апаратно, а решту операцій — програмно. Комплекс операцій множення, додавання і зсуву можуть виконуватися над певною сукупністю значень вхідної величини

$$y(n) = a_0x(n) + a_1x(n-1) + a_2x(n-2) + \dots + a_{N-1}x(n-(N-1)), \quad (9.19)$$

в результаті чого формується вихідна послідовність $y(n)$.

Крім того, комплекс операцій може виконуватися над сукупністю попередніх значень вихідної послідовності

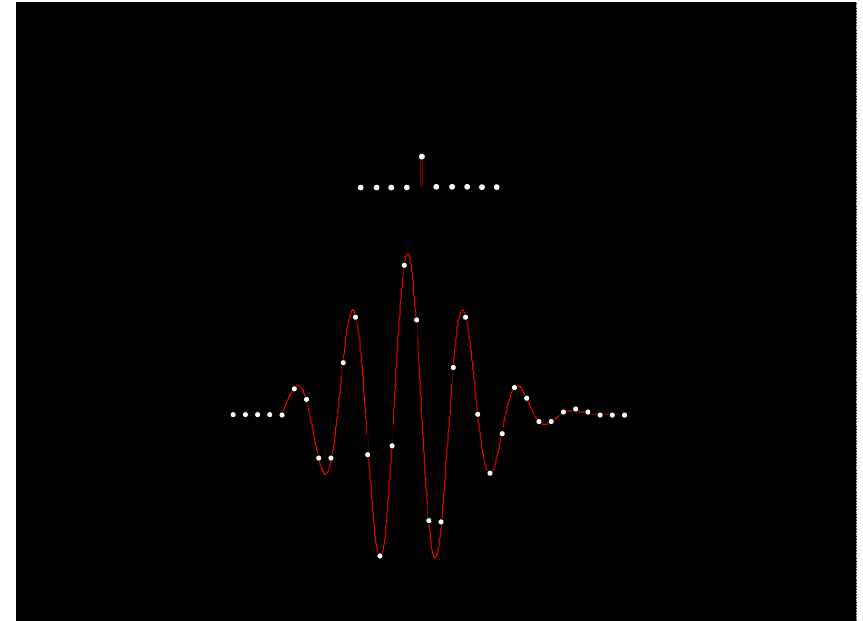
$$y(n) = b_1y(n-1) + b_2y(n-2) + \dots + b_My(n-M), \quad (9.20)$$

у результаті чого кожне значення вихідної величини залежить від сукупності попередніх значень цієї послідовності.

У загальному випадку для формування чергового значення вихідної послідовності $y(n)$ здійснюється комплекс операцій як над значеннями вхідної послідовності $x(n)$, так і над попередніми значеннями вихідної послідовності $y(n-1)$, $y(n-2)$, ..., $y(n-M)$, тобто чергове значення вихідної послідовності формується відповідно до такого рівняння

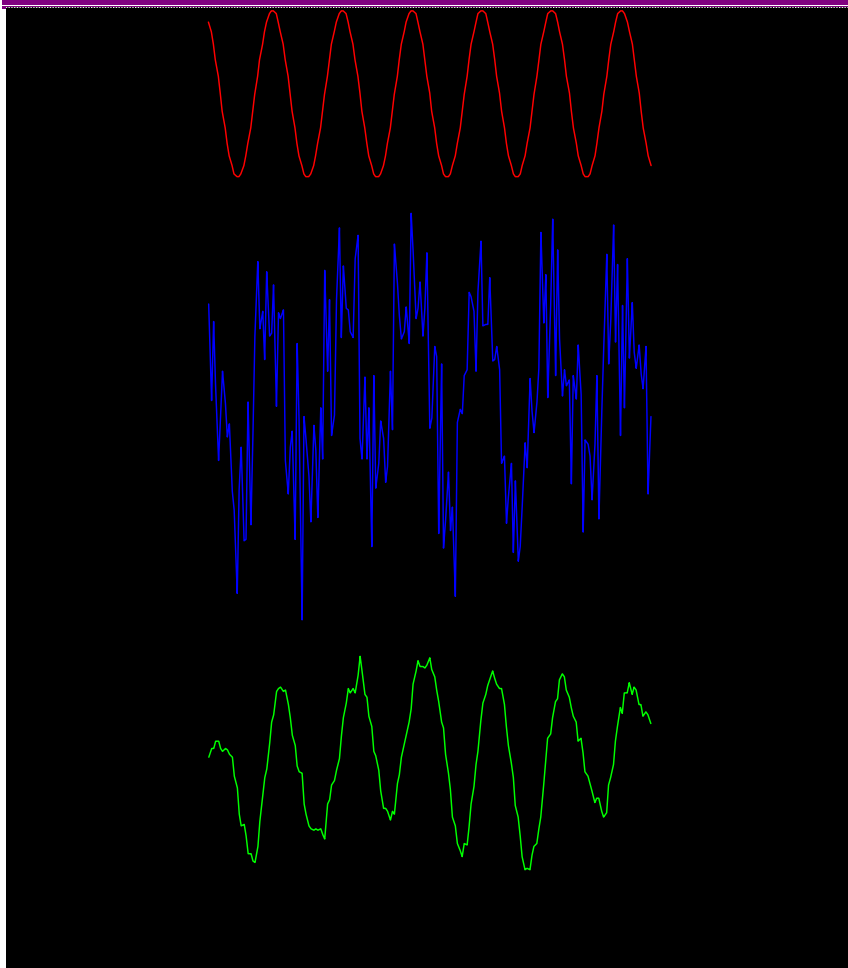
$$y(n) = a_0x(n) + a_1x(n-1) + a_2x(n-2) + \dots + a_{N-1}x(n-(N-1)) + \dots + b_1y(n-1) + b_2y(n-2) + \dots + b_My(n-M) \quad (9.21)$$

Цифрові фільтри зі скінченною імпульсною характеристикою



Цифровий фільтр, у якому реалізовано комплекс операцій над сукупністю значень вхідної послідовності $x(n)$ відповідно до рівняння (9.21), називається цифровим фільтром зі *скінченною імпульсною характеристикою* (англомовна абревіатура FIR — Finite Impulse Response). Ця назва обумовлена тим, що імпульсна характеристика цього фільтра, тобто реакція фільтра на одиничний імпульс $\delta(t)$, має скінчену кількість значень. Сукупність коефіцієнтів $a_0 = h(0)$, $a_1 = h(1)$, $a_2 = h(2)$, ..., $a_{N-1} = h(N-1)$ у рівнянні (9.21), на які перемножуються значення вхідної цифрової послідовності $x(n)$, називається імпульсною характеристикою $h(n)$ цифрового фільтра. Імпульсну характеристику можна отримати на виході даного фільтра (рис. 9.21), якщо на його вхід подати одиничний імпульс $\delta(n)$.

Розглянемо, як приклад, цифровий фільтр, кожне значення вихідної послідовності якого є середнім арифметичним N вхідних значень

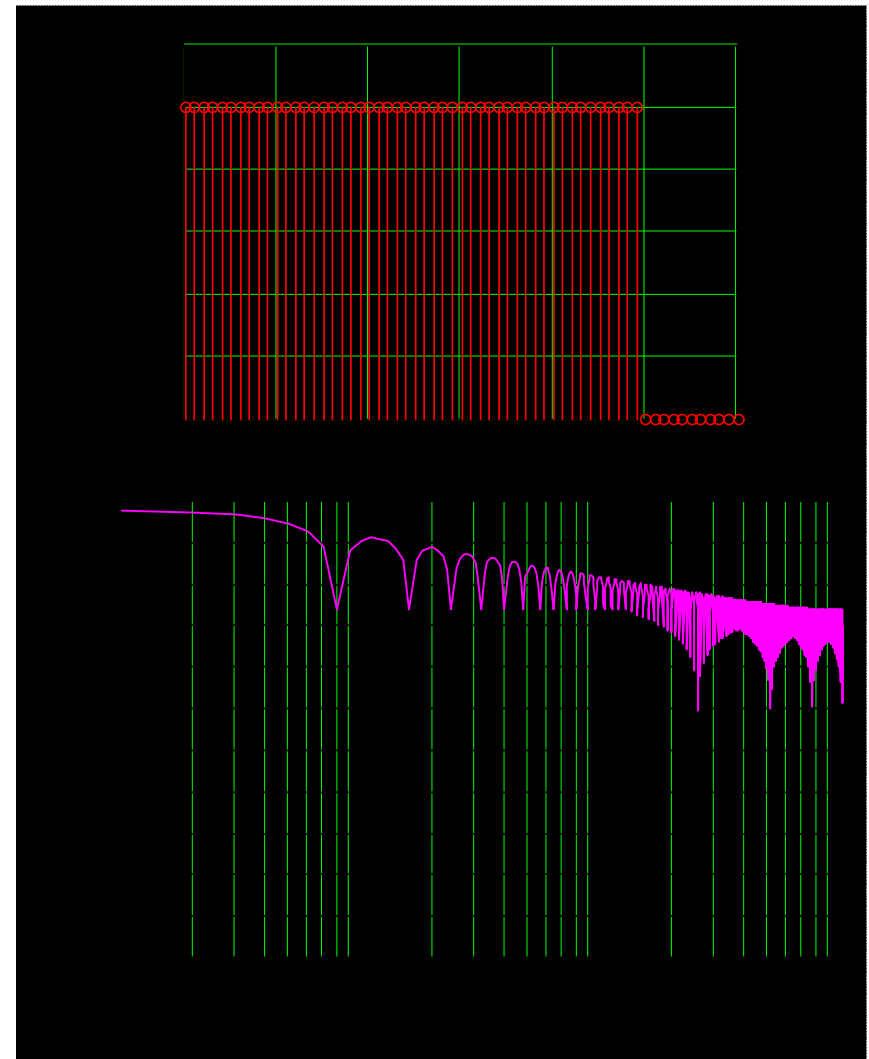


$$y(n) = \frac{x(n) + x(n-1) + x(n-2) + \dots + x(N-1)}{N}, \quad (9.22)$$

Імпульсна характеристика такого фільтра описується виразом

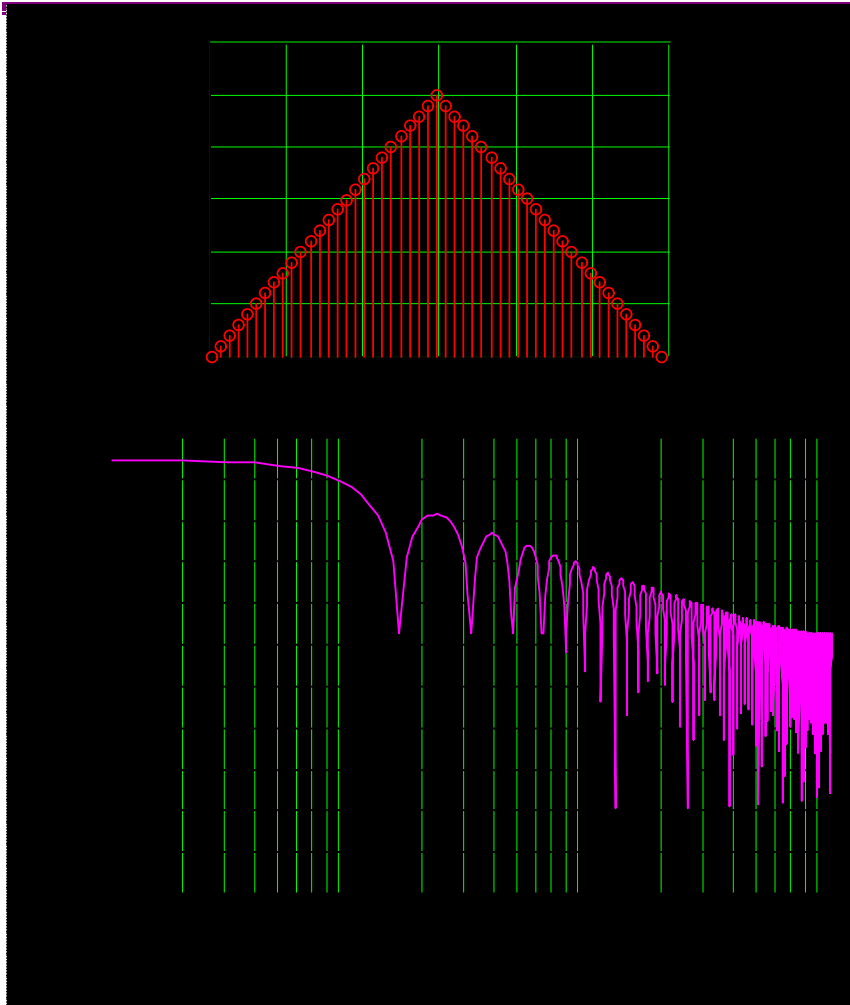
$$h(0) = h(1) = h(2) = \dots = h(N-1) = 1/N, \quad (9.23)$$

Якщо подати на такий фільтр синусоїдний сигнал, спотворений шумами, то у результаті фільтрації вплив шумів значно зменшується (рис. 9.22).



Значення імпульсної характеристики $h(n)$ розраховуються за заданими вимогами до амплітудно-частотної характеристики у частотній області такими методами: метод зважування; метод частотної вибірки.

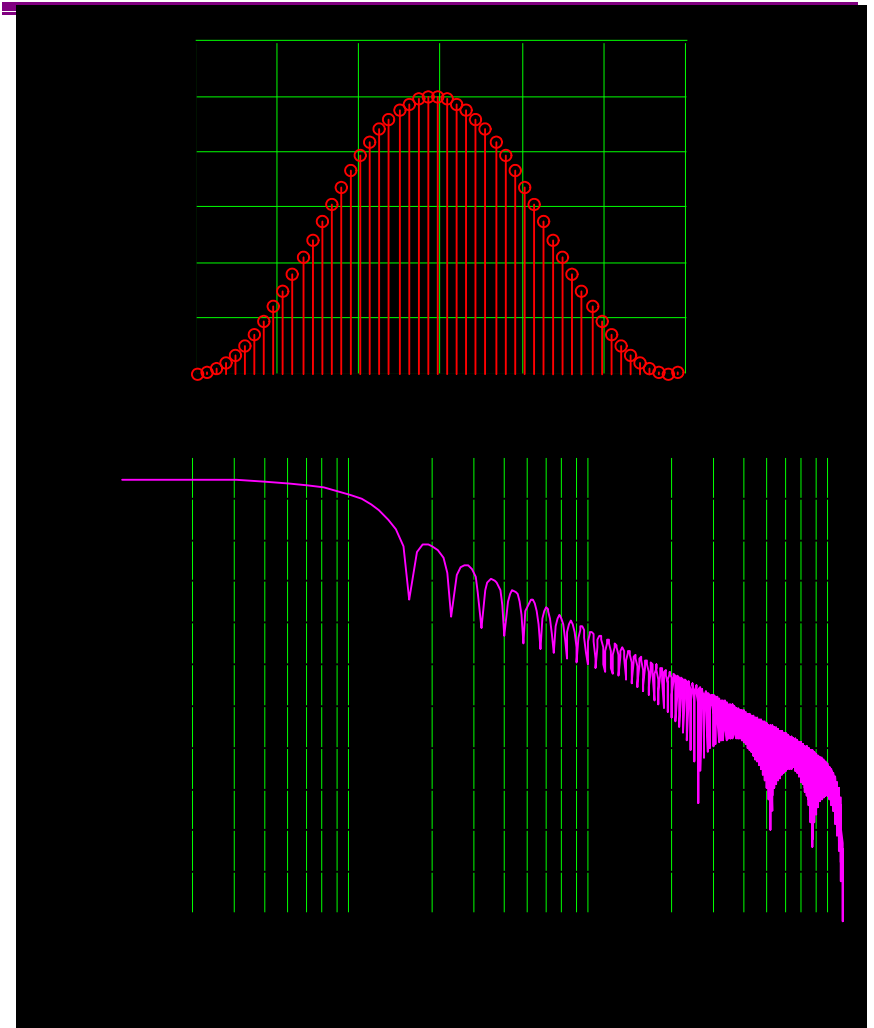
Метод зважування полягає у множенні значень імпульсної характеристики фільтра на значення **зважувальної функції** $w(n)$, або так званого **вікна**. У обробці сигналів застосовуються такі зважувальні функції (вікна):



прямокутне вікно, або вікно Діріхле

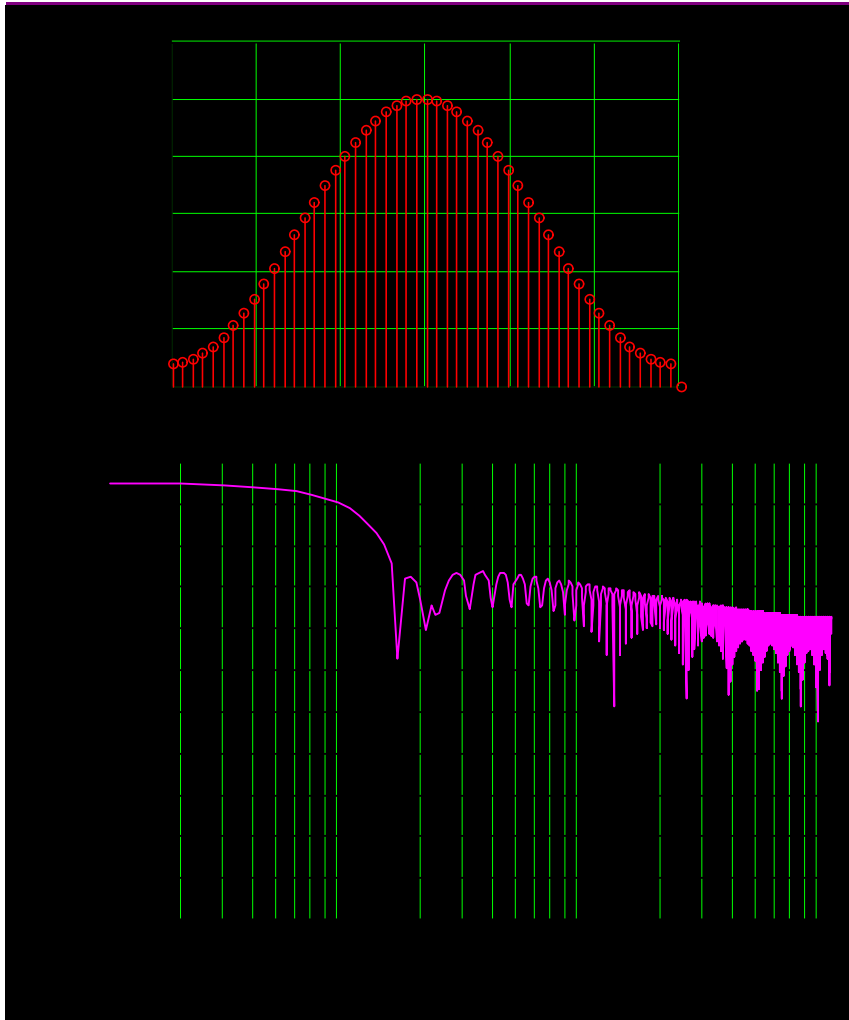
$$w(n) = \begin{cases} 1 & \text{для } 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{для } n < 0, n > N-1 \end{cases}; \quad (9.24)$$

трикутне вікно, або вікно Бартлетта



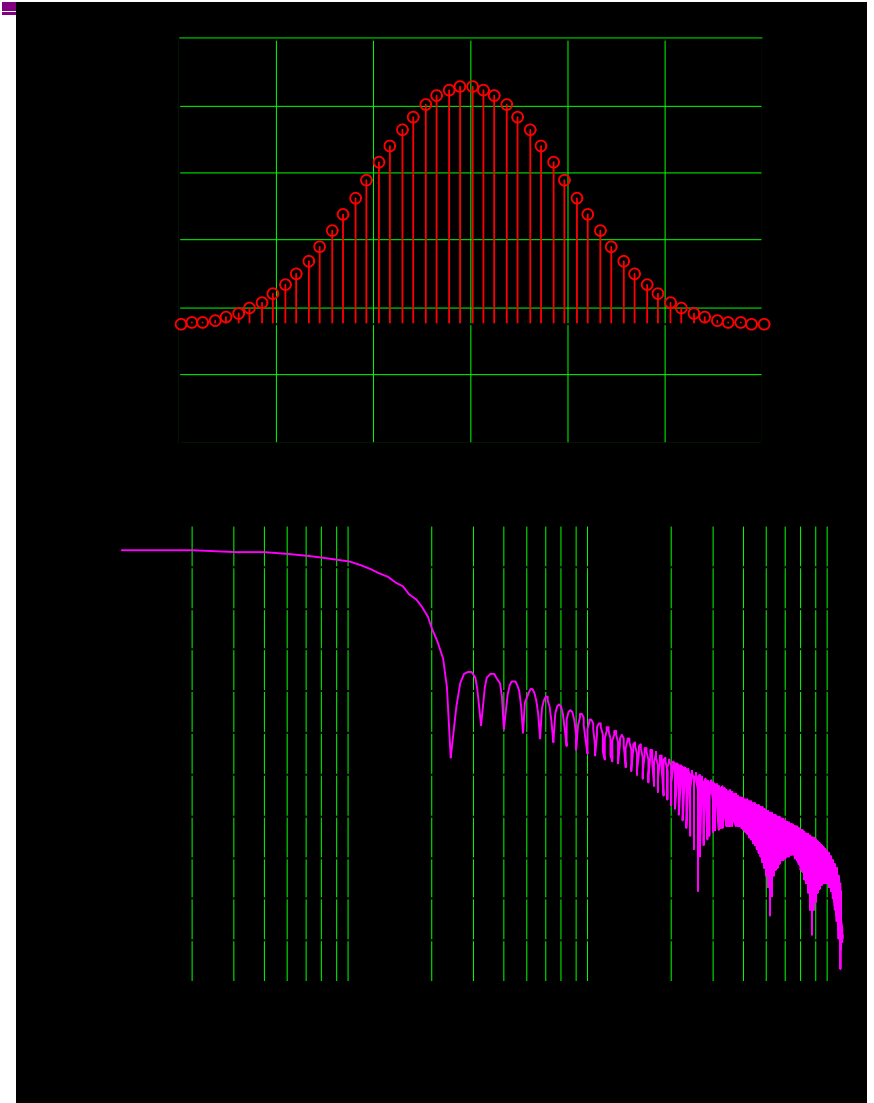
$$w(n) = \begin{cases} \frac{2n}{N-1} & \text{для } 0 \leq n \leq N-1 \\ 2 - \frac{2n}{N-1} & \text{для } 0 \leq n \leq N-1; \\ 0 & \text{для } n < 0, n > N-1 \end{cases} \quad (9.25)$$

косинусне вікно, або вікно Ханна

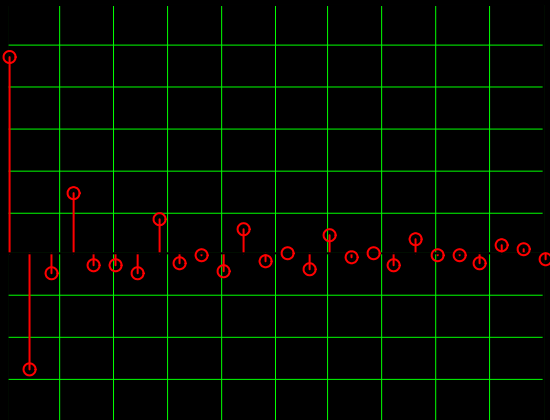
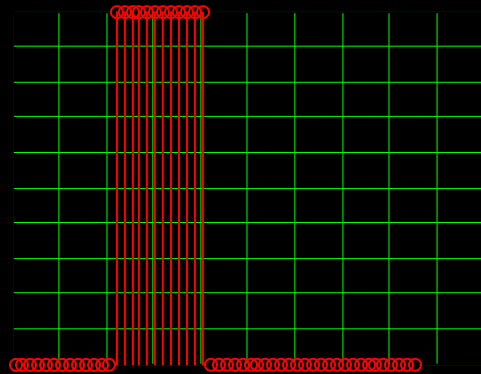


$$w(n) = \begin{cases} \frac{1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right)}{2} & \text{для } 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{для } n < 0, n > N-1 \end{cases} \quad (9.26)$$

вікно Хеммінга



$$w(n) = \begin{cases} 0,54 - 0,46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) & \text{для } 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{для } n < 0, n > N-1 \end{cases} \quad (9.27)$$



вікно Блекмана

$$w(n) = \begin{cases} 0,42 - 0,5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right) + 0,08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right) & \text{для } 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{для } n < 0, n > N-1 \end{cases}; \quad (9.28)$$

Графіки зважувальних функцій і графіки амплітудно-частотних характеристик цих функцій наведені на рис. 9.23...9.27.

Визначення значень імпульсної характеристики фільтра $h(n)$ за методом частотної вибірки полягає у виборі сукупності значень (частотній вибірці) амплітудно-частотної характеристики фільтра, що задовольняє певним вимогам, і

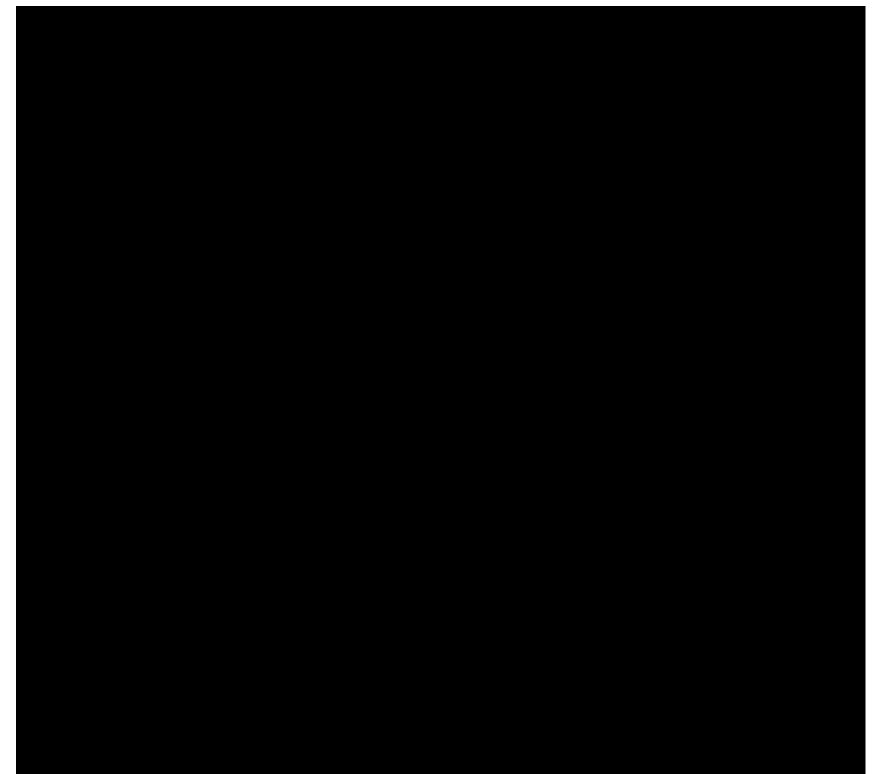
знаходження за цими значеннями імпульсної характеристики фільтра. Зна-



чення імпульсної характеристики $h(n)$ визначаються за значеннями $H(k)$ амплітудно-частотної характеристики як коефіцієнти ряду Фур'є за формулою

$$h(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H(k) e^{j \frac{2\pi nk}{N}}. \quad (9.29)$$

Для симетричних функцій формула (9.29) значно спрощується

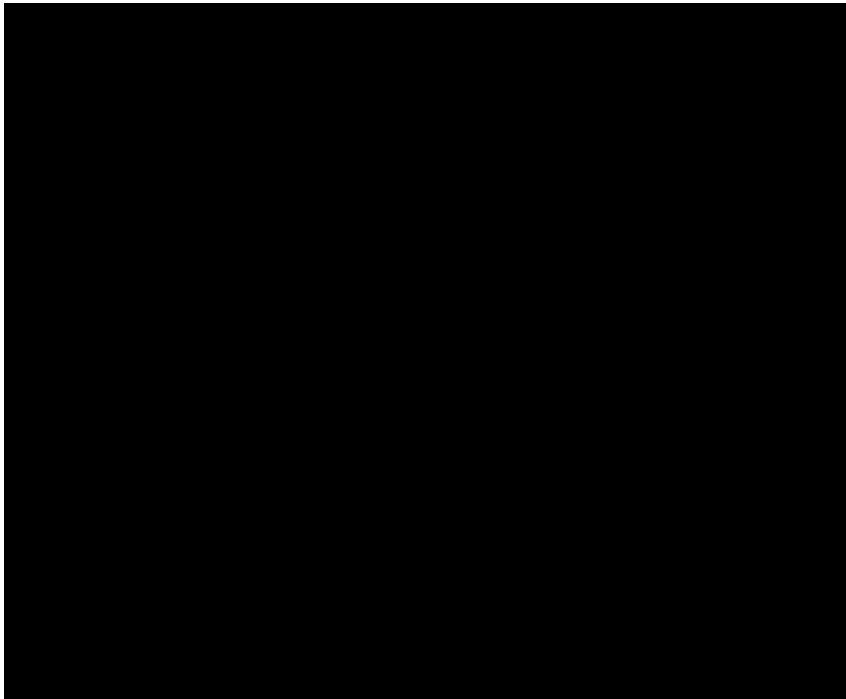


$$h(n) = \frac{1}{N} 2 \sum_{k=0}^{N-1} H(k) \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right). \quad (9.30)$$

Як приклад, на рис. 9.28 наведена амплітудно-частотна характеристика і розрахована за формулами 9.29, 9.30 імпульсна характеристика цифрового смугового фільтра.

Цифровий фільтр зі скінченною імпульсною характеристикою реалізується на перемножувачах, суматорах і регістрах зсуву. На рис. 9.29 наведена структура такого цифрового фільтра, який реалізує операції відповідно до рівняння 9.30.

Цифрові фільтри з нескінченною імпульсною характеристикою



Цифровий фільтр, у якому реалізовано комплекс операцій над сукупністю значень як вхідної послідовності $x(n)$, так і попередніх значень вихідної послідовності $y(n-1)$, $y(n-2)$, $y(n-3)$, ... відповідно до рівняння (9.21)

$$y(n) = a_0 x(n) + a_1 x(n-1) + a_2 x(n-2) + \dots + a_{N-1} x(n-(N-1)) + \dots + b_1 y(n-1) + b_2 y(n-2) + \dots + b_D y(n-D)$$

називається фільтром з **нескінченною імпульсною характеристикою** (англо-мовна аббревіатура IIR — Infinite Impulse Response). У частковому випадку

фільтра з нескінченною імпульсною характеристикою комплекс операцій реалізується тільки над сукупністю попередніх значень $y(n-1)$, $y(n-2)$, $y(n-3)$, ... вихідної послідовності.

Якщо на вхід такого фільтра подати одиничний імпульс $\delta(n)$, то вихідний сигнал фільтра триватиме теоретично нескінченно довго.

Щоб визначити коефіцієнти цифрового фільтра a_0 , a_1 , a_2 , ..., b_1 , b_2 , ..., амплітудно-частотна характеристика якого задовольняла б задані вимоги, було розроблено багато методів розрахунку. Більшість з них базується на розрахунку цифрового фільтра за аналоговим прототипом, тобто спочатку розраховують параметри аналогового фільтра, який задовольняв би задані вимоги, а потім, на другому етапі за параметрами розрахованого аналогового фільтра визначають параметри цифрового.

Реалізацію операцій, заданих рівняннями фільтра з нескінченною імпульсною характеристикою (9.21), здійснюють прямим і опосередкованими методами.

На рис. 9.30 наведено структуру фільтра з нескінченною імпульсною характеристикою, реалізовану прямим методом за рівнянням (9.21).

У опосередкованих методах реалізації загальну структуру фільтра розкладають на фільтри першого і другого порядків, причому ці фільтри можна з'єднувати як каскадно, так і паралельно (рис. 9.31).

Контрольні запитання і завдання

1. Що таке фільтрація сигналів?
2. Які види електричних фільтрів Ви знаєте?
3. Які параметри і характеристики мають електричні фільтри?
4. З якою метою здійснюється апроксимація амплітудно-частотної характеристики фільтрів?
5. Які переваги і недоліки мають пасивні аналогові фільтри?
6. Які методи реалізації активних аналогових фільтрів Ви знаєте?
7. Що таке цифрові фільтри?
8. Якими методами можна реалізувати цифровий фільтр зі скінченною імпульсною характеристикою?
9. Яку структуру має фільтр з нескінченною імпульсною характеристикою?

РОЗДІЛ 10. МОДУЛЯТОРИ І ДЕМОДУЛЯТОРИ

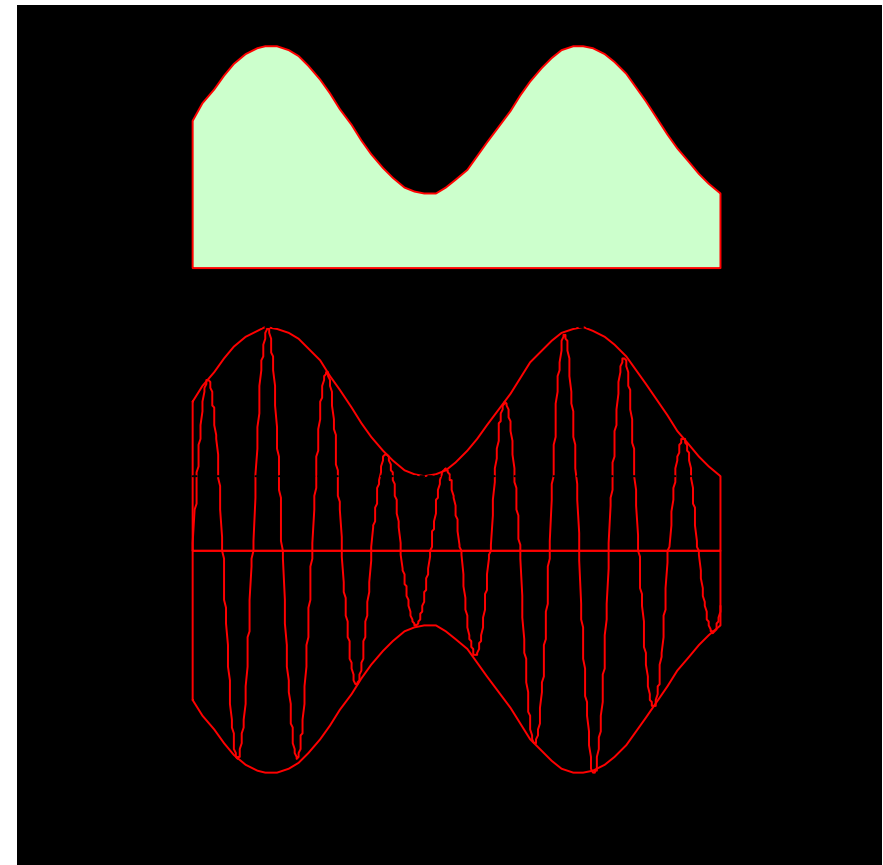
Для забезпечення високих технічних показників імпульсних пристроїв і систем необхідно забезпечити складну багатоетапну обробку імпульсних сигналів і перетворення їх з одного виду в інший. Однією з найпоширеніших видів обробки сигналів є модуляція і демодуляція, яка застосовується у радіолокаційних системах, системах телекомунікацій, захисту інформації тощо.

10.1 Поняття про модуляцію сигналів

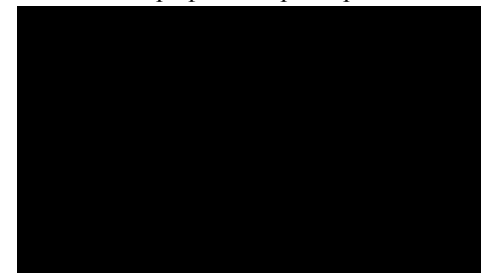
Модуляція сигналів охоплює велику групу спеціальних перетворень сигналів, призначених для підвищення ефективності обробки сигналів. Під **модуляцією** сигналів розуміють *зміну* певного параметра сигналу відповідно до зміни вхідного параметра. У результаті модуляції інформація, яку несе вхідний сигнал (**модулювальний сигнал**) переноситься на параметр вихідного сигналу (**модульований сигнал**), який після модуляції стає **інформативним параметром** модульованого сигналу. Таким чином, модуляція — це перенесення, передача інформації від одного до іншого **носія інформації**. Зворотний процес, тобто перенесення інформації назад до початкового носія називається **демодуляцією**. Пристрій, який здійснює модуляцію сигналу, називається **модулятором**, а пристрій, у якому реалізовано зворотний процес, тобто демодуляцію називається **демодулятором**. Пристрої, які здійснюють модуляцію сигналів, що передаються і демодуляцію сигналів, що приймаються, називаються **модемами** (скорочено від модуляція-демодуляція).

Модуляція радіосигналів

Одним з найважливіших видів модуляції є модуляція параметрів високочастотного електромагнітного коливання. Таке коливання (його часто називають радіохвилями чи **радіосигналом**) випромінюється спеціальними передавальними антенами, поширюється зі швидкістю світла в атмосфері та в безповітряному просторі без проводів чи інших пристроїв і приймається за багато сотень і тисяч кілометрів від передавача спеціальними прийомними антенами. Радіосигнали використовуються у радіо, телебаченні, телекомунікаційних системах, комп'ютерних мережах, зокрема в Інтернеті, системах мобільного зв'язку. Оскільки високочастотне електромагнітне коливання переносить інформацію від передавача до приймача, то його ще називають несучим коливанням чи **несучим сигналом**. Модуляція параметрів несучого радіосигналу еквівалентна *перенесенню* інформації з області низьких частот в область радіочастот. Вхідний сигнал, відповідно до зміни якого модулюється параметр несучого сигналу, називається **модулювальним** сигналом. Послідовність імпульсів, які використовуються для модуляції несучого сигналу, є фактично **відеоімпульсами**, а промодульований імпульсами несучий сигнал є **радіоімпульсами**.



Зокрема смуга частот звукового сигналу, яким користуються люди у спілкуванні, охоплює інтервал від 20 Гц до 20000 Гц. Цей звуковий сигнал за допомогою мікрофонів перетворюється в електричний, далі за допомогою мо-



дуляції високочастотного коливання переноситься в область радіочастот, передається на велику відстань, приймається приймачем, демодулюється, тобто інформація з області радіочастот *переноситься назад* в область низьких частот і передається споживачеві у звичному вигляді

звукових коливань.

Несучий радіосигнал $r(t)$ описується таким рівнянням:

$$r(t) = A_r \cos(\omega_0 t + \psi) , \quad (10.1)$$

де A_r — амплітуда сигналу;

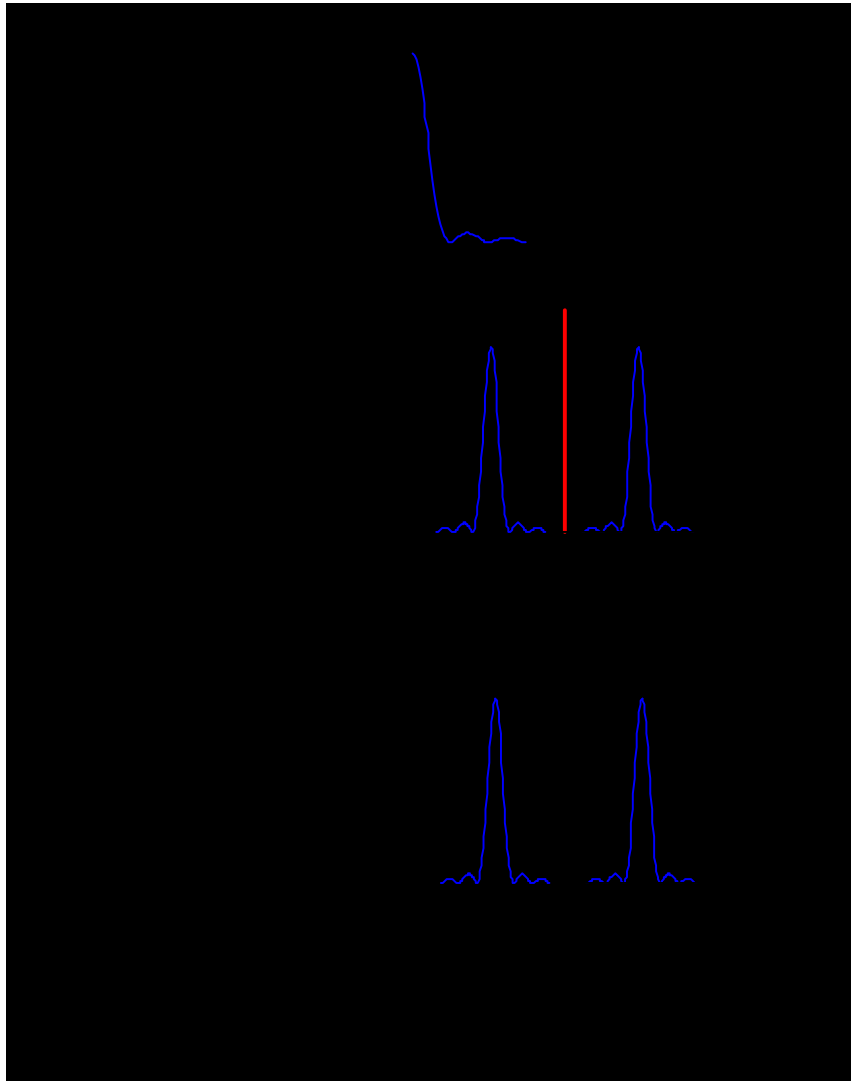
ω_0 — частота несучого радіосигналу, яка називається *несучою* частотою;

ψ — початкова фаза.

Залежно від того, який параметр несучого радіосигналу змінюється відповідно до зміни модулювального сигналу, розрізняють такі види модуляції:

- ☐ амплітудну;
- ☐ частотну;
- ☐ фазову.

Сигнал, який несе інформацію, тобто модулювальний сигналом можна за-



писати у вигляді

$$a(t) = M \cos(\Omega t) . \quad (10.2)$$

Розглянемо більш детально ці види модуляції.

Амплітудна модуляція (рис.10.1) полягає у зміні амплітуди A несучого сигналу $r(t)$ відповідно до зміни модулювального сигналу $a(t)$. На практиці застосовуються два види модуляції: з несучою складовою модульованого сигналу і без несучої складової (амплітудна модуляція з пригніченою несучою). У першому випадку закон модуляції, тобто залежність амплітуди сигналу від вхідного інформативного параметра має вигляд

$$A(t) = A_0(1 + m \cos(\Omega t)) . \quad (10.3)$$

а у другому — такий вигляд

$$A(t) = A_0 \cos(\Omega t) . \quad (10.4)$$

Відхилення амплітуди радіочастотного сигналу відносно середнього значення амплітуди називається *коефіцієнтом амплітудної модуляції*

$$m = \frac{A_{\max} - A_{\min}}{A_{\max} + A_{\min}} \cdot 100\% , \quad (10.5)$$

де $A_{\max}$, $A_{\min}$ - максимальна та мінімальна амплітуди радіосигналу;

$A_0 = 0,5(A_{\max} + A_{\min})$ — амплітуда немодульованого сигналу.

Амплітудно-модульований сигнал з несучою складовою, враховуючи вирази (10.1) і (10.2), можна записати у вигляді

$$s_{AM}(t) = A(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \psi) = A_0(1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_0 t + \psi) \quad (10.6)$$

Якщо у виразі (10.6) розкрити дужки, то матимемо

$$s_{AM}(t) = A_0 \cos \omega_0 t + 0,5m A_0 \cos(\omega_0 - \Omega)t + 0,5m A_0 \cos(\omega_0 + \Omega)t . \quad (10.7)$$

Амплітудно-модульований сигнал (10.7) має три складові: сигнал з несучою частотою ω_0 і два бокових сигнали з сумарною $(\omega_0 + \Omega)$ частотою і різницевою $(\omega_0 - \Omega)$ частотою. Спектр такого сигналу зображений на рис. 10.2.

Розглянутий вище модулювальний сигнал (10.3), коли вхідний інформативний параметр змінюється за гармонійним законом і має одну спектральну компоненту, є найпростішим випадком. Реальні сигнали займають інтервал, або смугу частот від нижньої ω_H до до верхньої ω_B . Слід зазначити, що смуга частот реальних сигналів $\Delta\omega = \omega_B - \omega_H$ здебільшого у багато разів менша за несучу частоту ω_0 радіосигналу, наприклад смуга частот звукового сигналу, яким люди користуються у спілкуванні, становить 20 000 Гц, а несучі частоти ультракороткохвильових радіостанцій дорівнюють сотням мегагерц, тобто більші за смугу частот у сотні тисяч разів. Такі реальні сигнали називаються вузькосмуговими. На рис. 10.3 наведено спектр вузькосмугового модульованого сигналу (рис. 10.3, а) і спектр відповідного йому амплітудно-модульованого радіосигналу зі збереженням несучої (рис. 10.3, б).

Якщо ж застосувати амплітудну модуляцію без збереження несучої, то спектр такого модульованого сигналу матиме вигляд, наведений на рис. 10.3, в.

Амплітудну модуляцію зі збереженням несучої здійснюють, змінюючи коефіцієнт підсилення підсилювача відповідно до зміни вхідного сигналу модуляції. Реалізація цього принципу наведена на рис. 10.4. Амплітудний модулятор побудовано на основі резонансного підсилювача на транзисторі VT , у колекторне коло якого ввімкнений коливальний контур $L_0 C_0$, резонансна частота якого дорівнює несучій частоті радіосигналу. Немодульований радіосигнал $r(t)$ з несучою частотою ω_0 подається через розділовий конденсатор C_1 на базу транзистора, а сигнал модуляції $a(t)$ через розділовий конденсатор C_2 на емітер транзистора.

Модульований по амплітуді радіосигнал $s(t)$ знімається з колектора транзистора і через розділовий конденсатор C_4 поступає на подальшу обробку.

Для модуляції сигналів без збереження несучої складової у модульованому сигналі застосовуються перемножувачі. Принцип дії перемножувача як амплітудного модулятора полягає у тому, що перемножуючи дві синусоїдні функції, одна з яких описує радіосигнал $r(t)$ (10.1), а інша — сигнал модуляції $A(t)$ (10.4), отримуємо добуток цих двох функцій

$$\begin{aligned} s_{AM}(t) &= a(t) \cdot r(t) = A_0 \cos(\Omega t) \cdot A_r \cos(\omega_0 t) = \\ &= A_0 A_r \cos(\Omega t) \cdot \cos(\omega_0 t) \end{aligned} \quad (10.8)$$

Як відомо з тригонометрії, добуток двох косинусоїдних функцій виражається через суму косинусоїдних функцій

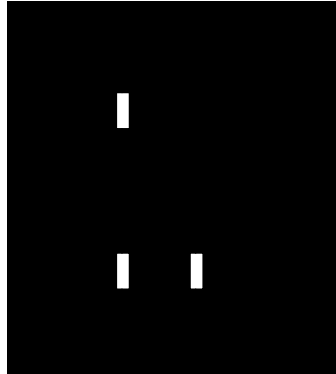
$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{\cos[(\alpha + \beta)] + \cos[(\alpha - \beta)]}{2}. \quad (10.9)$$

Застосувавши цю тригонометричну тотожність до виразу (10.8), отримаємо

$$s_{AM}(t) = A_0 A_r \cos(\Omega t) \cdot \cos(\omega_0 t) = \frac{A_0 A_r}{2} [\cos[(\omega_0 + \Omega)t] + \cos[(\omega_0 - \Omega)t]] \quad (10.10)$$

Як видно з (10.10), вихідний сигнал перемножувача містить дві високочастотні складові, що розміщені симетрично відносно несучої частоти, які несуть інформацію.

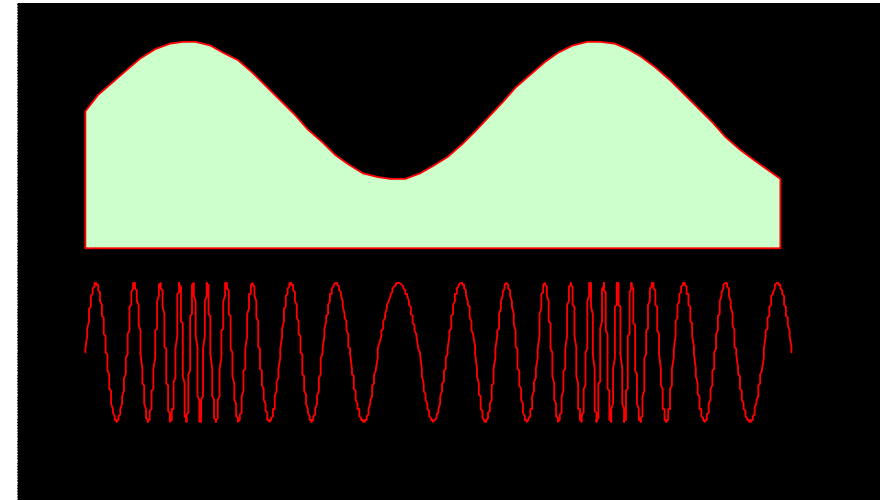
Перемножувач як технічний пристрій може реалізовуватися на різних принципах. Широке застосування знайшов принцип перемноження, який ґрунтується на керуванні коефіцієнтом підсилення підсилювача сигналом модуляції, у той час як на вхід підсилювача подається несучий сигнал.



Модуляція високочастотного сигналу, як вже зазначалося, застосовується для передачі інформації радіоканалами за допомогою електромагнітних високочастотних коливань. Прийнятий радіосигнал, як правило, потрібно демодувати, тобто здійснити перетворення, обернене до модуляції і отримати початковий сигнал модуляції, що несе інформацію.

Для демодуляції радіосигналів, як і для модуляції широко застосовуються перемножувачі сигналів, які у технічній літературі часто називають змішувачами. Можна показати, що якщо перемножити амплітудно-модульований сигнал на радіосигнал і виділити за допомогою фільтра нижніх частот низькочастотну складову, то вона міститиме інформацію, яку несе сигнал модуляції.

Частотна модуляція (ЧМ) (рис.10.5) полягає у зміні частоти радіосигналу відповідно до зміни сигналу, що несе інформацію (модулювальним сигналом). Амплітуда радіосигналу залишається незмінною, що є перевагою частотної модуляції. Якщо модульовальний сигнал змінюється за законом $a(t) = m \cos(\Omega t)$, то частотно-модульований радіосигнал має вигляд



$$s_{ЧМ}(t) = A_0 \cos[(\omega_0 + m \cos \Omega)t + \psi_0], \quad (10.11)$$

де ψ_0 - початкова фаза радіосигналу;

m - індекс частотної модуляції.

Девіацією частоти називається **максимальне відхилення** частоти $\Delta\omega_{max}$ від її середнього значення ω_0 .

Індексом частотної модуляції називається відношення девіації частоти $\Delta\omega_{max}$ до частоти Ω сигналу модуляції

$$M = \Delta\omega_{max} / \Omega \quad (10.12)$$

Якщо $m < 1$, то частотну модуляцію називають *вузькосмуговою*, а якщо $m > 3$, то — *широкосмуговою*.

Для здійснення частотної модуляції необхідно змінювати відповідно до зміни сигналу модуляції частоту коливань автогенератора. Для цього паралельно коливальному резонансному контуру вмикають варикап $VD1$, тобто напівпровідниковий діод, у якого ємність закритого $p-n$ -переходу залежить від напруги на діоді (рис.10.6). Змінюючи напругу на закритому діоді, здійснюють керування частотою резонансного контуру і тим самим модулюють сигнал генератора за частотою.

Фазова модуляція (ФМ). У разі *фазової модуляції* відповідно до зміни модулювального сигналу змінюють фазу радіосигналу

$$s_{FM}(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \Delta\varphi_{\max} \cos \Omega t + \psi_0], \quad (10.13)$$

де $\Delta\varphi_{\max}$ — *індекс фазової модуляції*.

Усі розглянуті види модуляції стосуються неперервного радіосигналу. На практиці широко застосовуються *імпульсні радіосигнали*, коли коливання високої частоти випромінюються порціями, імпульсами. Імпульсний режим роботи радіотехнічних пристроїв набагато економніший неперервного режиму роботи. Крім того, на імпульсний сигнал менший вплив мають радіошуми і завади.

Модуляція імпульсних сигналів і її особливості

Як уже зазначалося, імпульсні сигнали широко застосовують для модуляції радіосигналів, що дає змогу передавати інформацію, яку несуть імпульсні сигнали каналами радіозв'язку. Крім застосування імпульсів для модуляції радіосигналів, широко застосовується також модуляція параметрів самих імпульсів. Залежно від того, який параметр імпульсу змінюється відповідно до зміни модулювального вхідного сигналу розрізняють такі види імпульсної модуляції:

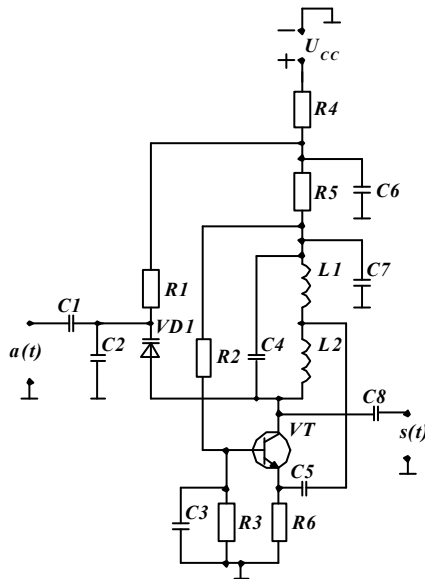


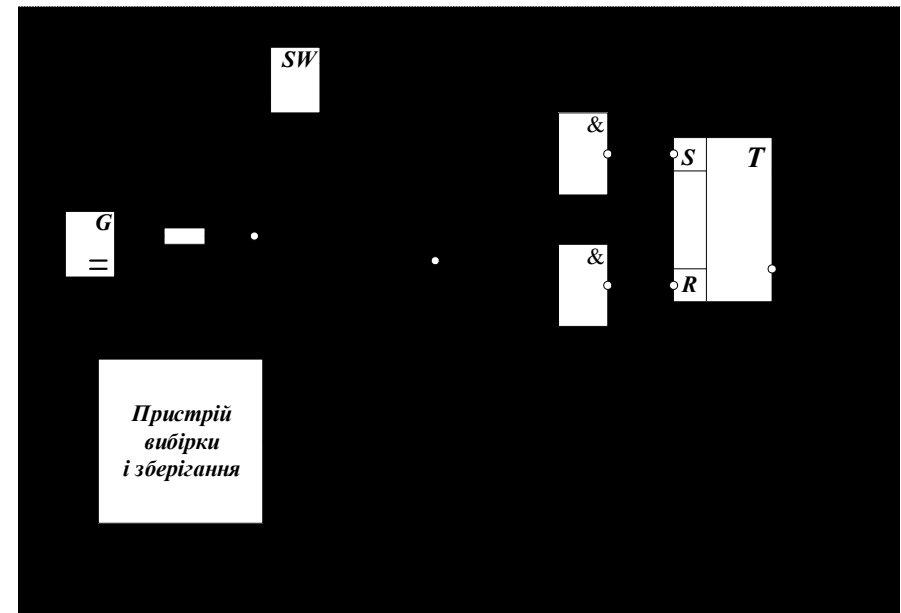
Рис. 10.6

- ☐ широтно-імпульсна модуляція, якщо модулюється тривалість імпульсу;
- ☐ частотно-імпульсна модуляція, якщо модулюється частота імпульсної послідовності;
- ☐ часово-імпульсна модуляція, якщо модулюється положення імпульсів на осі часу відносно тактових імпульсів;
- ☐ амплітудно-імпульсна модуляція, якщо модулюється амплітуда імпульсів.

Розглянемо більш детально ці види модуляції.

10.2 Широтні модулятори і демодулятори

Широтні імпульсні модулятори призначені для перетворення рівня вхідної напруги у тривалість вихідних імпульсів. Таке перетворення широко застосовується у аналого-цифрових перетворювачах, імпульсних регуляторах напруги, пристроях перемножування тощо.



На рис. 10.7 наведена структура широтного модулятора. Кожне перетворення вхідної напруги у тривалість вихідних імпульсів ініціюється зовнішнім тактовим імпульсом u_c , під дією якого тригер $DD3$ переводиться у стан логічної 1. Вихідний сигнал тригера розмикає ключ SW і інтегратор починає інтегрувати сигнал U_r , що поступає на його вхід від джерела стабільної напруги $DA1$.

Вхідний струм інтегратора, враховуючи що неінверсний полюс операційного підсилювача майже рівний нулю, визначатиметься формулою $I = U_r/R$. Оскільки вхідний струм операційного підсилювача набагато менший вхідного струму інтегратора, струм заряджання ємності інтегратора I_C дорівнюватиме вхідному струму $I = I_C$. Заряд, накопичений на ємності дорівнюватиме $q_C(t) = C u(t) = I_C t = I t = (U_r/R) t$, тобто змінюватиметься прямо пропорційно тривалості інтегрування. Напряга на виході інтегратора також лінійно зростатиме з плином часу $u(t) = (U_r/CR) t$.

Вихідна напруга інтегратора $u(t)$ поступає на один вхід компаратора $DA4$. На другий вхід компаратора поступає вхідна напруга U_x , зафіксована пристроєм вибірки і зберігання під час діє тактового імпульсу. Сигнал на виході компаратора з'являється у той момент, коли вихідна пилоподібна напруга інтегратора стане рівною вхідній зафіксованій напрузі

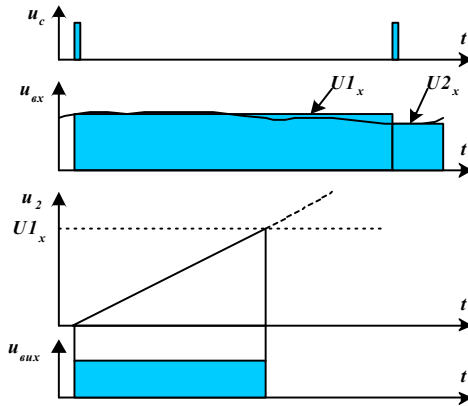


Рис. 10.8

$$u(t) = (U_r/CR) T_x = U_x. \quad (10.14)$$

У момент рівності напруг на виході компаратора з'являється сигнал, який переводить тригер $DD3$ у стан логічного 0. Тривалість перебування тригера у стані логічної 1, тобто тривалість вихідного імпульсу визначається з рівняння (10.14)

$$T_x = \left(\frac{C \cdot R}{U_r} \right) \cdot U_x. \quad (10.15)$$

Рівняння (10.15) є рівнянням модуляції, тобто залежністю модульованого параметра T_x від модульовального U_x . Як показує аналіз рівняння (10.15), точність перетворення вхідної напруги в тривалість вихідних імпульсів залежить від стабільності опорної напруги і стабільності резистора і конденсатора, а також від чутливості цих параметрів до дії зовнішніх чинників, головним чином температури.

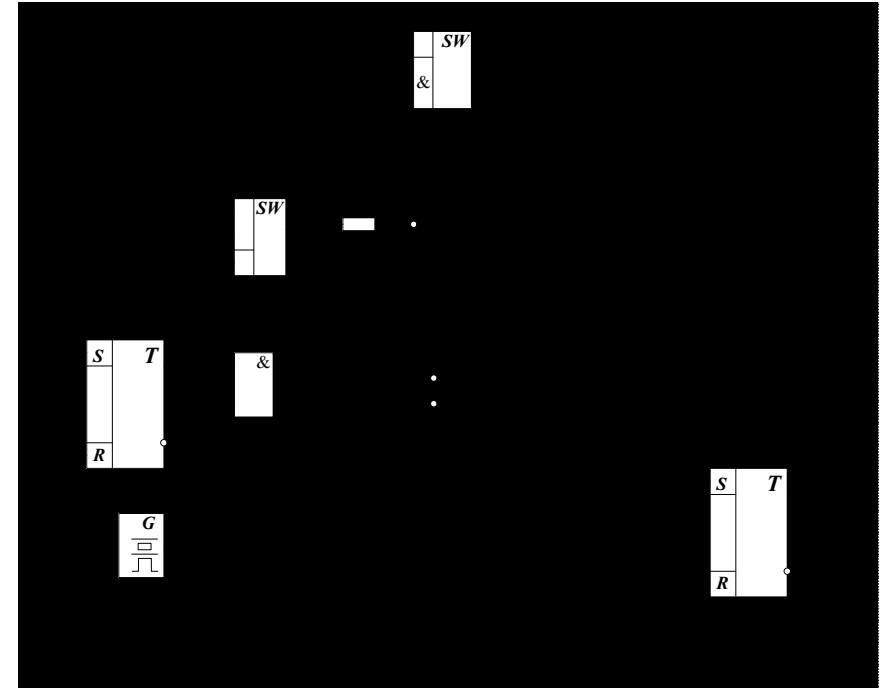
Ще один приклад широтного імпульсного модулятора наведений на рис. 10.9. Черговий цикл перетворення починається з приходом тактового імпульсу u_c , який переводить тригер $DD1$ у стан логічної 1. Вихідний сигнал тригера через ключ вмикає на вхід інтегратора вхідну напругу у момент t_0 (рис. 10.10). На конденсаторі $C1$ накопичуватиметься заряд

$$q_1 = I \cdot t = \frac{U_x}{R_1} \cdot t = C_1 \cdot u(t) \quad (10.16)$$

і вихідна напруга інтегратора

$$u(t) = \frac{U_x}{R_1 \cdot C_1} \cdot t \quad (10.17)$$

зростатиме лінійно з плином часу (рис. 10.10).



Одночасно з інтегруванням, вихідний сигнал тригера через логічний елемент І дає дозвіл на надходження на вхід лічильника $DD3$ імпульсів генератора $DA1$, стабілізованого кварцовим резонатором. Кількість імпульсів, підраховане лічильником зростатиме до того моменту (t_1 на рис. 10.10), коли ця кількість не стане рівною заздалегідь вибраному числу $N1$. У цей момент з'явиться сигнал на виході дешифратора $DD4$, який переведе тригер $DD5$ у стан логічної одиниці, а тригер $DD1$ знову поверне у стан логічного 0. Тривалість перебування тригера $DD1$ у стані логічної 1 дорівнюватиме

$$T_1 = T_0 \cdot N_1, \quad (10.18)$$

де T_0 — період вихідних імпульсів кварцового генератора $DA1$.

Крім того, у момент t_1 вихідним сигналом тригера $DD1$ через ключ $DA2$ на вхід інтегратора замість вхідної напруги вмикається опорна напруга з по-

лярністю, протилежною полярності вхідної напруги. Конденсатор CI , починаючи з моменту почне розряджатися і вихідна напруга інтегратора лінійно зменшуватиметься з плином часу.

У момент t_2 , коли конденсатор CI розрядиться і вихідна напруга інтегратора спаде до нуля, на виході компаратора з'являється сигнал, який переводить тригер у стан логічного 0. Заряд q_1 (10.16), накопичений на конденсаторі під час заряджання, дорівнюватиме заряду q_2 , який спливає з конденсатора під час розряджання T_x , тобто

$$Q_1 = \frac{U_x}{R_1} \cdot T_1 = Q_2 = \frac{U_r}{R_1} \cdot T_x \quad (10.19)$$

З умови (10.19) рівності зарядів визначаємо тривалість розряджання конденсатора CI , тобто тривалість вихідного імпульсу

$$T_x = \frac{T_1}{U_r} \cdot U_x = \frac{T_0 \cdot N_1}{U_r} \cdot U_x \quad (10.20)$$

Аналіз рівняння модуляції (10.20) показує, що тривалість вихідного імпульсу лінійно залежить від вхідної напруги U_x , а також від опорної напруги U_r і від періоду T_0 імпульсів кварцового генератора. Точність даного модулятора визначається, в основному точністю і стабільністю опорної напруги U_r , оскільки період коливаний T_0 кварцового генератора імпульсів має високу стабільність і майже не залежить від дії сторонніх чинників.

На відміну від попереднього широтного модулятора, тривалість вихідного імпульсу цього модулятора не залежить від параметрів інтегратора CI і RI , що є позитивною якістю розглянутого модулятора.

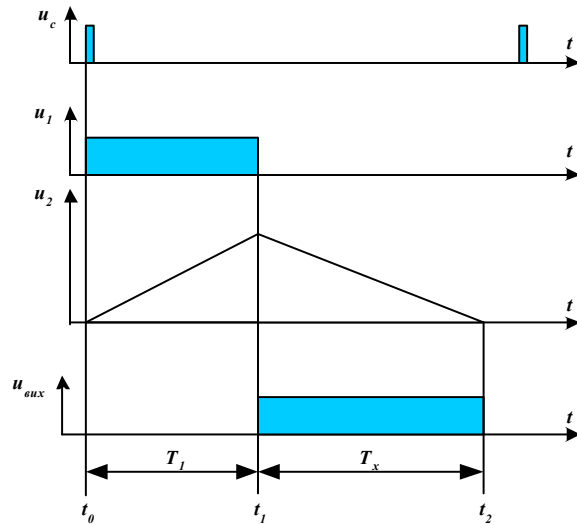


Рис. 10.10

10.3 Частотні імпульсні модулятори і демодулятори

Частотні імпульсні модулятори призначені для перетворення вхідного інформативного параметра — напруги у вихідний інформативний параметр — частоту повторення імпульсів.

Як частотний імпульсний модулятор можна застосувати керований мультивібратор, частота вихідних імпульсів якого залежить від вхідної напруги (10.11).

Оскільки конденсатори такого керованого мультивібратора заряджаються до напруги U_x , а перезаряджаються до напруги протилежної полярності, то тривалість імпульсу дорівнює

$$T_x = 2RC \ln \frac{1+a+b}{a+b}, \quad (10.21)$$

де $a = U_x / U_{CC}$ — співвідношення між вхідною напругою і напругою живлення;

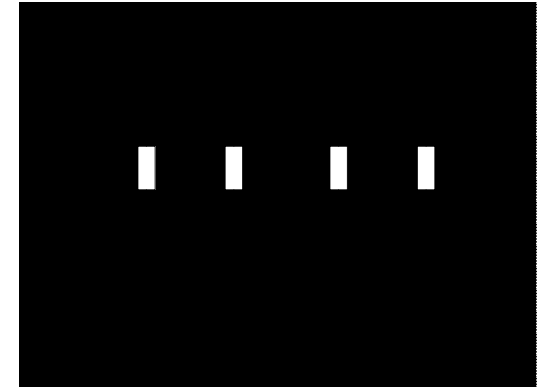
$b = I_{K0} R_B / U_{CC}$ — співвідношення між тепловим зворотнім струмом транзистора і струмом насичення бази.

Для симетричного мультивібратора тривалість імпульсу і паузи рівні між собою, тому частота повторення імпульсів дорівнюватиме

$$f_x = 1/2T_x = 1/\left(4RC \ln \frac{1+a+b}{a+b}\right), \quad (10.22)$$

Залежність (10.22) вихідного інформативного f_x параметра від вхідного U_x нелінійна.

Нелінійність закону модуляції є негативною рисою мультивібратора як частотного імпульсного модулятора. Ще одним недоліком цього



пристрою є залежність частоти імпульсів від теплового струму, а значить від температури.

Структура частотного імпульсного модулятора на основі таймера наведена на рис. 10.12. Вхідний сигнал позитивної полярності поступає на вхід інтегратора, коефіцієнт передачі якого можна змінювати за допомогою ключа SW . Значення опорів резисторів задовольняють такому співвідношенню $R_1/2=R_2=R_3=R_4=R$. Якщо взяти до уваги це співвідношення, то можна визначити напругу на неінверсному вході операційного підсилювача $U_4=U_x/2$. Оскільки коефіцієнт підсилення операційного підсилювача $DA2$ становить десятки тисяч, то диференціальною напругою на вході операційного підсилювача можна знехтувати порівняно з іншими напругами і вважати, що потенціали інверсного і неінверсного полюсів підсилювача рівні. Такий розрахунковий прийом значно спрощує розрахунки та аналіз і називається віртуальним коротким замиканням на вході. Застосувавши прийом віртуального короткого замикання, визначимо вхідний струм інтегратора, що протікає через резистор $R2$

$$I_2 = \frac{U_x - U_x/2}{R_2} = \frac{U_x}{2R}. \quad (10.23)$$

Якщо ключ SW розімкнений, то струм заряджання конденсатора I_C за першим законом Кірхгофа дорівнюватиме струму I_2 , тобто $I_C = -I_2$, оскільки вхідним струмом операційного підсилювача можна знехтувати. Заряд, що накопичуватиметься на конденсаторі, лінійно спадатиме з плином часу (рис. 10.13)

$$q(t) = I_C \cdot t = -\frac{U_x}{2R} \cdot t = -C_1 \cdot u_1(t) \quad (10.24)$$

У момент часу t_1 (рис. 10.13), коли заряд, а значить і напруга $u_1(t)$ спаде до нижнього рівня опорної напруги таймера $U_{1r} = U_{CC}/3$, таймер стрибком перейде у стан логічної 1 і вихідний сигнал таймера замкне ключ. У цей момент струм заряджання конденсатора стане рівним різниці струмів через резистори $R1$ та $R2$

$$I_C = I_1 - I_2 = \frac{U_x/2}{R/2} - \frac{U_x - U_x/2}{R} = \frac{U_x}{2R} \quad (10.25)$$

Заряд на конденсаторі і вихідна напруга інтегратора, починаючи з моменту t_1 , почне лінійно зростати з плином часу

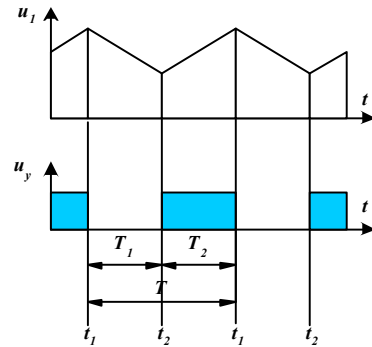


Рис. 10.13

$$q(t) = I_C \cdot t = \frac{U_x}{2R} \cdot t = C_1 \cdot u_1(t) \quad (10.26)$$

У момент t_2 , коли лінійно зростаюча напруга на виході інтегратора зрівняється з верхнім опорним рівнем таймера $U_{2r} = 2U_{CC}/3$, таймер стрибком перейде у стан логічного 0, ключ під дією вихідної напруги таймера розімкнеться і процес повториться. Оскільки швидкість зростання і спадання вихідної напруги інтегратора однакова і рівна $U_x/(2RC_1)$, то тривалість T_1 наростання і тривалість T_2 спадання рівні між собою

$$T_1 = T_2 = T = \frac{2RC_1}{3} \cdot \frac{U_{CC}}{U_x} \quad (10.27)$$

Частота вихідних імпульсів таймера дорівнюватиме

$$f_x = \frac{1}{2T} = \frac{3}{4RC_1} \cdot \frac{U_x}{U_{CC}} \quad (10.28)$$

Аналіз рівняння модуляції (10.28) показує, що вихідний інформативний параметр модулятора f_x лінійно залежить від вхідного інформативного параметра U_x , що є позитивною рисою такого типу частотного модулятора. Стабільність вихідної частоти модулятора залежить від стабільності напруги живлення таймера, яка використовується для формування опорних рівнів, і від стабільності резисторів і конденсатора інтегратора.

Контрольні запитання і завдання

10. Що таке модуляція і демодуляція сигналів?
11. Які види модуляції Ви знаєте?
12. Які функції виконує несучий радіосигнал?
13. Як реалізувати амплітудну модуляцію сигналу?
14. Що таке девіація частоти?
15. За допомогою якого пристрою здійснюють частотну модуляцію сигналу?
16. Які особливості має імпульсна модуляція сигналів?
17. Поясніть принцип дії широтного модулятора?
18. Як реалізується модуляція імпульсів за частотою?