



# ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ



Міністерство освіти і науки України  
Вінницький національний технічний університет

# **ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ**

Навчальний посібник

Вінниця  
ВНТУ  
2018

**УДК.621.38(075.8)**

**О-75**

Автори:

**А. С. Васюра, Г. Д. Дорощенко, В. П. Кожем'яко, Г. Л. Лисенко**

Рекомендовано до друку Вченою радою Вінницького національного технічного університету Міністерства освіти і науки України (протокол № 15 від 25.05.2017 р.)

Рецензенти:

**О. В. Осадчук**, доктор технічних наук, професор

**В. Ю. Кучерук**, доктор технічних наук, професор

**Л. І. Тимченко**, доктор технічних наук, професор

**Основи електроніки** : навч. посіб. / А. С. Васюра, Г. Д. Дорощенко, В. П. Кожем'яко, Г. Л. Лисенко. – Вінниця : ВНТУ, 2018. – 197 с.

Наведені фізичні основи і технології напівпровідникових приладів, структурна та функціональна організація, схемотехніка, елементна база електронних засобів та пристроїв.

Навчальний посібник розроблено згідно з планом кафедри лазерної та оптоелектронної техніки і програмою дисципліни «Основи електроніки» для студентів спеціальності 152 – «Метрологія та інформаційно-вимірювальна техніка», спеціалізація «Лазерна техніка та оптоінформатика».

**УДК 621.38(075.8)**

© ВНТУ, 2018

## Зміст

<b>Передмова</b> .....	6
<b>Вступ</b> .....	7
<b>Розділ 1 Елементи та сигнали електричних кіл</b> .....	9
1.1 Резистори та конденсатори .....	9
1.1.1 Основні електричні параметри резисторів .....	10
1.1.2 Система умовних позначень і маркування резисторів .....	12
1.1.3 Основні електричні параметри конденсаторів .....	13
1.1.4 Система умовних позначень і маркування конденсаторів .....	14
1.2 Електромагнітні компоненти .....	15
1.2.1 Основні електричні параметри магнітопроводів .....	16
1.2.2 Магнітом'які матеріали магнітопроводів .....	18
1.2.3 Види обмоток і електроізоляційні матеріали .....	19
1.3 Хімічні джерела струму .....	20
1.4 Сигнали електричних кіл .....	24
1.4.1 Види електричних сигналів .....	24
1.4.2 Проходження сигналів через лінійні кола .....	28
Контрольні запитання та завдання .....	32
<b>Розділ 2 Фізичні основи напівпровідникових структур</b> .....	33
2.1 Енергетичні діаграми напівпровідників .....	33
2.2 Електронно-дірковий перехід .....	38
2.2.1 Енергетичні діаграми <i>p-n</i> переходу .....	38
2.2.2 Вольт-амперна характеристика .....	41
2.2.3 Тунельний ефект .....	43
2.2.4 Гетероперехід .....	45
2.2.5 Контакт метал-напівпровідник .....	46
2.2.6 Фотоефект в <i>p-n</i> переході .....	48
2.3. Поверхневі явища в напівпровідниках .....	50
2.3.1 Виникнення приповерхневого шару об'ємного заряду .....	50
2.3.2 Викривлення енергетичних зон біля поверхні напівпровідника .....	51
2.3.3 Метод ефекту поля .....	53
Контрольні запитання та завдання .....	54
<b>Розділ 3 Елементна база напівпровідникових пристроїв</b> .....	56
3.1 Напівпровідникові діоди .....	56
3.1.1 Випрямні діоди .....	57
3.1.2 Високочастотні та імпульсні діоди .....	58
3.1.3 Стабілітрони .....	60
3.1.4 Тунельні діоди .....	62
3.1.5 Варикапи .....	63
3.1.6 Світловипромінювальні діоди .....	64

3.2 Біполярні транзистори .....	66
3.2.1 Фізичні процеси .....	66
3.2.2 Схеми ввімкнення .....	72
3.2.3 Статичні характеристики .....	76
3.2.4 Підсилювальні властивості .....	80
3.2.5 Динамічний режим роботи .....	84
3.2.6 Температурні властивості .....	89
3.2.7 Частотні властивості .....	91
3.2.8 Фототранзистори .....	94
3.2.9 Експлуатаційні параметри .....	95
3.3 Польові транзистори .....	97
3.4 Одноперехідний транзистор .....	101
3.5 Чотиришарові напівпровідникові прилади .....	103
Контрольні запитання та завдання .....	106
<b>Розділ 4 Мікроелектронні технології</b> .....	108
4.1 Гібридні інтегральні мікросхеми .....	109
4.1.1 Конструктивні елементи гібридних ІМС .....	110
4.1.2 Основи проектування і технологія виготовлення .....	113
4.2 Напівпровідникові інтегральні мікросхеми .....	118
4.2.1 Принципи виготовлення напівпровідникових ІМС .....	118
4.2.2 Елементи напівпровідникових ІМС .....	121
4.2.3 Розробка топології напівпровідникових ІМС .....	124
4.2.4 Великі інтегральні схеми та прилади із зарядовим зв'язком .....	124
Контрольні запитання та завдання .....	125
<b>Розділ 5 Основи електричного моделювання</b> .....	126
5.1 Задачі та суть електричного моделювання .....	126
5.2 Системи аналогій електричних величин .....	126
5.3 Поняття про критерії подібності .....	127
5.4 Класифікація засобів електричного моделювання .....	128
5.5 Основні характеристики аналогових пристроїв .....	130
Контрольні запитання та завдання .....	133
<b>Розділ 6 Операційні підсилювачі</b> .....	134
6.1 Класифікація та основні параметри .....	134
6.2 ОП з параметричною компенсацією дрейфу нуля .....	136
6.2.1 Диференціальний вхідний каскад .....	137
6.2.2 Проміжні каскади та кола зміщення рівня нуля .....	139
6.2.3 Вихідні каскади .....	140
6.3 ОП з автоматичною корекцією нуля .....	143
6.4 ОП на основі перетворення сигналу .....	145
6.5 Методи покращання характеристик інтегральних ОП .....	145
Контрольні запитання та завдання .....	147

<b>Розділ 7 Аналогові функціональні пристрої</b> .....	148
7.1 Пристрої для операцій підсумовування .....	148
7.1.1 Інвертувальний операційний підсилювач .....	149
7.1.2 Неінвертувальний операційний підсилювач .....	150
7.1.3 Інвертувальний суматор .....	151
7.1.4 Неінвертувальний суматор .....	151
7.1.5 Пристрій віднімання .....	153
7.1.6 Пристрій додавання-віднімання .....	153
7.1.7 Похибки схем на операційних підсилювачах .....	155
7.2 Пристрої для відтворення нелінійних функцій .....	158
7.2.1 Класифікація пристроїв відтворення нелінійних функцій .....	158
7.2.2 ПНФ неперервного типу .....	159
7.2.3 Часоімпульсні ПНФ .....	161
7.2.4 ПНФ з кусково-східчастою апроксимацією .....	163
7.2.5 ПНФ з кусково-лінійною апроксимацією .....	164
7.3 Пристрої для операцій множення і ділення .....	166
7.4 Пристрої інтегрування і диференціювання .....	168
7.4.1 Інтегрувальний підсилювач .....	169
7.4.2 Інтегратор з декількома входами .....	170
7.4.3 Диференціювальний підсилювач .....	172
Контрольні запитання та завдання .....	173
<b>Розділ 8 Перетворювачі та гібридні пристрої</b> .....	174
8.1 Аналого-цифрові перетворювачі .....	174
8.1.1 Методи аналого-цифрового перетворення .....	174
8.1.2 Узагальнений метод шкал .....	175
8.1.3 Основні властивості методів перетворень .....	179
8.1.4 Алгоритмічний опис процесу перетворення .....	180
8.1.5 Перетворювачі напруги в код .....	184
8.2 Цифроаналогові перетворювачі .....	188
8.3 Гібридні обчислювальні пристрої .....	189
8.3.1 Пристрої з дискретно керованими параметрами .....	189
8.3.2 Розрядно-аналогові обчислювальні пристрої .....	190
8.3.3 Цифрові інтегрувальні машини .....	191
Контрольні запитання та завдання .....	194
<b>Література</b> .....	195

## Передмова

Сучасний науково-технічний прогрес неможливий без електронних елементів, пристроїв та систем, більшість яких виготовляють за мікроелектронними технологіями. Успіхи електроніки є результатом створення різноманітних і чудових за властивостями напівпровідникових приладів. Щоб вивчити сучасну електроніку, потрібно, перш за все, знати фізичні основи роботи даних приладів, їх характеристики, параметри та найважливіші властивості, що визначають можливість їх застосування в електронній апаратурі. Тому даний навчальний посібник присвячений, в основному, напівпровідниковим приладам і має вісім розділів.

Перший розділ містить відомості про електричні сигнали та пасивні елементи електронних (електричних) кіл, які необхідні для розуміння електричних процесів в електронних пристроях. В другому розділі розглядаються фізичні основи напівпровідникових структур згідно з сучасною квантовою теорією. В третьому розділі розглянута елементна база напівпровідникових пристроїв. Четвертий розділ знайомить читача з гібридною та напівпровідниковою інтегральною технологіями. В п'ятому розділі розглянуті основи електричного моделювання. Шостий розділ знайомить читача з операційними підсилювачами – основними функціональними елементами аналогових пристроїв. В сьомому розділі розглянуті різноманітні аналогові функціональні пристрої. Восьмий розділ присвячений аналогоцифровим перетворювачам та гібридним пристроям. Число різних типів приладів електроніки настільки велике, що неможливо в обмеженому обсязі розглянути всі пристрої.

Навчальний посібник «Основи електроніки» відповідає навчальному плану підготовки студентів освітньо-кваліфікаційного рівня бакалавр зі спеціальності «Лазерна техніка та оптоінформатика» та, безумовно, буде корисним студентам інших спеціальностей, пов'язаних з електронікою.

Автори висловлюють подяку доцентам Колесницькому О. К. та Тужанському С. Є. за участь в написанні підрозділів 1.1, 1.4, 3.1, 3.3, 3.4 та розділу 4.

## Вступ

Електроніка – це галузь науки та техніки зі швидким і бурхливим розвитком. Вона вивчає принципи роботи пристроїв та застосувань різних електронних приладів. Успіхи електроніки, значною мірою, пояснюються розвитком радіотехніки. Їх часто об'єднують і називають радіоелектронікою. Електронні прилади застосовують в радіозв'язку, телебаченні, при записі та відтворенні звуку, в радіолокації, радіонавігації, радіотелеуправлінні та інших сферах радіоелектроніки. Крім того електроніка використовується в усіх галузях сучасної науки, техніки, промисловості [1, 2].

Електронні елементи сучасних пристроїв і приладів виготовляються промисловістю двох видів: у вигляді окремих дискретних компонентів (діодів, транзисторів, резисторів та ін.) та у вигляді мікросхем, в яких в одному корпусі в один функціональний вузол поєднано ряд окремих елементів. Перші лабораторні зразки найпростіших інтегральних мікросхем (ІМС) – тригера і генератора зсуву фаз – були зроблені в США в 1958 році фірмою Texas Instruments. Радикальні зміни принципів створення ІМС відбулись після розробки фірмою Fairchild в 1960 році планарної технології для біполярних транзисторів, а також технології створення польових транзисторів. Перша логічна схема була створена фірмою RCA в 1963 році і мала 16 польових транзисторів [3, 4].

Далі з'явилося багато різних варіантів схемотехнічних і фізичних принципів, ідей і технологічних процесів (методів), що їх використовують при створенні біполярних і польових транзисторів. Зараз існує більше 50 технологічних різновидів ІМС. Розвиток мікроелектроніки йде шляхом підвищення рівня інтеграції ІМС за рахунок збільшення кількості елементів і зменшення структурних розмірів елементів за допомогою нових технологічних методів: від перших ІМС з малим рівнем інтеграції (менше ста елементів на кристал) до ІМС з великим рівнем інтеграції (від тисячі елементів на кристал). Наприклад, мікропроцесор типу 8086 на площі  $33 \text{ мм}^2$  має 29 тис. транзисторів. Багато сучасних великих ІМС еквівалентні за функціональними можливостями складним радіоелектронним пристроям. Значне збільшення рівня інтеграції приводить до поєднання в один цикл процесів створення ІМС і приладів. Це різноманітні пристрої відображення часу, найновіші пристрої зв'язку («мобільні телефони») та інші. Однак зростання рівня інтеграції і складності ІМС стримується проблемами внутрішніх зв'язків, які зі збільшенням кількості елементів починають займати все більшу площу. Крім того, зі зменшенням геометричних розмірів елементів зростає опір внутрішніх зв'язків, що призводить до збільшення потужності розсіювання і зниження швидкодії ІМС. Ці проблеми можливо вирішити, наприклад, нанотехнологією [4].



Великі успіхи обчислювальної техніки також пов'язані з електронікою. Вирішення різних задач у всіх галузях науки та техніки пов'язано з виконанням складних розрахунків. Для розв'язання задач автоматизації технологічних процесів та автоматизованого проектування найчастіше застосовують цифрові обчислювальні машини (ЦОМ). Для розв'язання задач автоматизації процесу управління рухомим об'єктом велике місце займають аналогові та гібридні обчислювальні машини (АОМ та ГОМ). Засоби обчислювальної техніки безпосередньо можуть бути ввімкнені в контур управління, виконуючи різні математичні операції. Розроблений на початку 50-х років ХХ ст. стабілізований операційний підсилювач постійного струму став основою сучасних АОМ та дав можливість побудувати функціональні блоки, що виконують потрібні математичні операції. Використовуючи однаковість написання рівнянь різних фізичних явищ, можна досліджувати мало вивчені явища природи на добре вивчених. Для моделювання зараз використовують як ЦОМ, так і АОМ та ГОМ. Не варто протиставляти цифрові обчислювальні машини аналоговим. Обидва класи машин мають самостійне значення і свою галузь застосування. Дослідження фізичних процесів і складних динамічних систем, що описуються системами диференціальних рівнянь з великою кількістю нелінійностей, найбільш раціонально виконувати на АОМ [5].

Засоби електроніки постійно вдосконалюються, для їх створення використовують сучасну елементну базу, інтегральну схемотехніку, оптоелектроніку і т. д.

## Розділ 1 ЕЛЕМЕНТИ ТА СИГНАЛИ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ

### 1.1 Резистори та конденсатори

*Резистори* призначені для створення на ділянці електричного кола певного активного опору [6, 7].

Резистори бувають постійні та змінні. За характером використовуваного резистивного матеріалу розподіляються на дротяні та недротяні (плівкові, об'ємні, металофольгові та інші) резистори.

Залежно від характеру зміни опору при протіканні струму та зовнішніх факторів впливу резистори поділяються на лінійні та нелінійні. Власне резистори лінійні. До нелінійних відносять резистори, опір яких залежить від температури – терморезистори, від напруги – варистори, від магнітного поля – магніторезистори та інші [8].

Залежно від призначення розрізняють резистори загального призначення та спеціальні (прецизійні та надпрецизійні, високочастотні, високочольтні та високомегаомні).

Електричні *конденсатори* призначені для створення на ділянці електричного кола певної ємності [6, 7].

Конденсатори, ємність яких не залежить від величини прикладеної напруги, називають лінійними.

За характером зміни ємності вони поділяються на конденсатори постійної ємності, підстроювальні та змінної ємності.

За способом захисту від впливу зовнішніх факторів розрізняють конденсатори незахищені, захищені, неізольовані (з покриттям або без покриття), ізольовані, герметизовані за допомогою керамічних або металевих корпусів чи скляних колб.

За призначенням конденсатори поділяють на конденсатори загального призначення та спеціальні.

За видом діелектрика конденсатори ділять на групи: з органічним, неорганічним, окисним та газоподібним діелектриком.

Залежно від матеріалу діелектрика конденсатори бувають керамічні, слюдяні, скляні та склокерамічні, паперові, плівкові та електролітичні.

У електролітичних конденсаторах як діелектрик використовують тонкий шар оксиду металу, що нанесений на метал шляхом електролізу. Завдяки відносно малій товщині та великій діелектричній проникності шару вдається отримати великі ємності при відносно малих розмірах конденсатора. Особливістю цих конденсаторів є необхідність строгого дотримання полярності при вмиканні.

Вид діелектрика визначає основні електричні параметри конденсаторів: опір ізоляції, стабільність ємності, втрати та інше. Конструктивні

особливості визначають характер їх застосування: заводозаглушувальні, підстроювальні, дозиметричні, імпульсні та інші.

### 1.1.1 Основні електричні параметри резисторів

*Номинальний опір і допуск.* Номинальний опір – значення опору, на який розрахований резистор і який вказується на резисторі або в супровідній документації [6, 7].

Номинальні значення опорів резисторів стандартизовані за рядами  $E$ , що являють собою десяткові ряди геометричної прогресії зі знаменником прогресії, що дорівнює  $q_N = \sqrt[n]{10}$  для ряду  $EN$ . Цифра після букви  $E$  вказує число номинальних величин у кожному десятковому інтервалі. Для резисторів встановлено шість рядів:  $E6$ ;  $E12$ ;  $E24$ ;  $E48$ ;  $E96$ ;  $E192$ .

Наприклад, ряд  $E6$  містить шість значень номинальних опорів у кожній декаді, що повинні відповідати числам 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8 або числам, отриманим шляхом множення або ділення цих чисел на  $10^n$ , де  $n$  – ціле додатне чи від’ємне число.

Фактичні значення опорів можуть відрізнятись від номинальних у межах певних допусків. Ряд допустимих відхилень від номинальних значень також нормалізований. Допуски вказуються у відсотках відповідно до ряду  $\pm 0,001$ ;  $\pm 0,002$ ;  $\pm 0,005$ ;  $\pm 0,01$ ;  $\pm 0,02$ ;  $\pm 0,05$ ;  $\pm 0,1$ ;  $\pm 0,25$ ;  $\pm 0,5$ ;  $\pm 1,0$ ;  $\pm 2,0$ ;  $\pm 5,0$ ;  $\pm 10$ ;  $\pm 20$ ;  $\pm 30$ .

*Номинальна потужність і гранична робоча напруга.* Під номинальною потужністю розуміється найбільша потужність, яку резистор може розсіювати в заданих умовах протягом гарантованого терміну служби при зберіганні параметрів у встановлених межах [6, 7].

Значення номинальної потужності розсіювання залежить від конструкції і фізичних властивостей застосованих матеріалів. Чим вища теплостійкість конструкційних і резистивних матеріалів, тим вища допустима потужність розсіювання для даного об’єму резистора. Обмежувальними факторами при роботі резистора є температура навколишнього середовища  $T_0$  і електричне навантаження, що в остаточному результаті створює додатковий перенагрів  $T_{\text{п}}$ . У сумі ці складові визначають допустиму температуру нагрівання.

Значення номинальних потужностей розсіювання у Вт відповідно до держстандарту вибираються з ряду: 0,01; 0,025; 0,05; 0,062; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3; 4; 5; 6,3; 8; 10; 16; 25; 40; 63; 75; 80; 100; 160; 250; 400; 500; 630; 800; 1000.

Розсіювана потужність залежить від номинального опорів резистора, що визначає робочу напругу  $U$ . Напруга, при якій резистор може працювати, не повинна перевищувати величину, розраховану, виходячи з номинальної потужності  $P_n$  і номинального опорів  $R_n$  за формулою  $U \leq \sqrt{P_n R_n}$ , або граничну робочу напругу (залежно від того, яка з цих величин менша).

*Гранична робоча напруга* – максимальна напруга для даного типу резистора, що встановлюється, виходячи з його конструкції, розмірів і забезпечення тривалої працездатності. Вона обмежується, в основному, тепловими процесами в струмопровідному елементі і електричною міцністю резистора [6, 7].

*Температурний коефіцієнт опору.* Температурним коефіцієнтом опору (ТКО) називається величина, що характеризує відносну зміну опору резистора при зміні температури на  $1^{\circ}\text{C}$ . ТКО характеризує оборотні зміни опору резистивного елемента внаслідок зміни температури навколишнього середовища. На практиці користуються середнім значенням температурного коефіцієнта опору, який визначається в інтервалі робочих температур або за допомогою спеціального вимірювача ТКО, або шляхом вимірювання трьох значень опорів (при нормальній температурі  $20^{\circ}\text{C}$ , крайній позитивній та крайній негативній температурах) і наступним обчисленням ТКО за формулою

$$TKO = \frac{\Delta R}{R_1 \Delta T}, \quad (1.1)$$

де  $\Delta R$  – алгебраїчна різниця між опором, виміряним при заданих позитивній або негативній температурах, і опором, вимірюваним при нормальній температурі;  $R_1$  – опір резистора, виміряний при нормальній температурі;  $\Delta T$  – алгебраїчна різниця між заданою позитивною або негативною температурою і нормальною температурою [6].

*Власні шуми.* Власні шуми резисторів складаються з теплових і струмових шумів. Виникнення теплових шумів пов'язано з флуктуаційними змінами об'ємної концентрації електронів у резистивному елементі, обумовленими їх тепловим рухом. Внаслідок хаотичного руху електронів частотний спектр теплових шумів виявляється безупинним, а його енергія рівномірно розподілена до дуже великих частот [6, 7].

Крім теплових шумів виникають специфічні струмові шуми, зумовлені флуктуаціями контактних опорів між провідними частинками, а також тріщинами і неоднорідностями резистивного елемента. У напівпровідникових матеріалах причиною струмових шумів можуть бути коливання провідності, пов'язані з процесами рекомбінації носіїв струму та з іншими.

Рівень шумів  $D$  визначають відношенням діючого значення змінної складової напруги шумів  $U_{\text{ш}}$  до прикладеної постійної напруги  $U$  і виражають у мікрвольтах на вольт.

Рівень власних шумів резисторів тим вищий, чим вища температура і напруга. Шуми накладають обмеження на чутливість схем і створюють завади при відтворенні корисного сигналу.

Значення рівня шумів для недротяних резисторів лежать у межах від часток одиниць до десятків мкВ/В.

*Коефіцієнт напруги.* Значення опору деяких типів резисторів, особливо високовольтних і високомегаомних, може змінюватися залежно від прикладеної напруги. Причиною нелінійності вольт-амперної характеристики резистора є залежність концентрації носіїв струму та їхньої рухливості від напруженості поля. Нелінійний опір мають також контакти через тонкі діелектричні шари і контакти в композиціях, особливо з грубозернистою структурою, де можливі локальні перегріву. Для оцінювання ступеня нелінійності звичайно використовується коефіцієнт напруги. Він визначається відносною зміною опору резисторів, виміряного при випробних напругах, що відповідають 10 і 100% його номінальної потужності розсіювання. Обчислення коефіцієнта напруги проводиться за формулю [6]

$$K_H = 100 \frac{R_1 - R_2}{R_1}, \quad (1.2)$$

де  $R_1$  і  $R_2$  – опори, виміряні при напрузі, що відповідає 10 і 100% номінальної потужності розсіювання резистора. Значення коефіцієнта напруги коливається для різних типів резисторів від одиниць до десятків процентів.

### **1.1.2 Система умовних позначень і маркування резисторів**

З 1980 року впроваджена система скорочених умовних позначень, за якою: перший елемент – буква або сполучення букв, позначає підклас резистора: Р – постійні резистори, РП – змінні резистори, НР – набори резисторів; другий елемент – цифра, позначає групу резистора за матеріалом резистивного елемента: 1 – недротяні, 2 – дротяні; третій елемент – цифра позначає реєстраційний номер конкретного типу резистора. Між другим і третім елементом ставиться дефіс. Наприклад, резистори постійні недротяні з номером 26 вказуються так Р1-26 [6, 9].

Параметри і характеристики, що входять у повне умовне позначення резистора, вказуються в такій послідовності. Для резисторів постійних:

- номінальна потужність розсіювання і літерне позначення;
- одиниці вимірювання потужності (Вт, кВт);
- номінальний опір і літерне позначення одиниці вимірювання (Ом, кОм, МОм, ГОм);
- допустиме відхилення опору у відсотках (допуск);
- група за рівнем шумів (для недротових резисторів);
- група за температурним коефіцієнтом опору.

Маркування на резисторах буквено-цифрове, що відповідає міжнародним стандартам. Воно містить: вид, номінальну потужність, номінальне

значення опору, допуск і дату виготовлення. Залежно від розмірів резисторів, що маркуються, й виду технічної документації можуть застосовуватися повні та скорочені (кодовані) позначення номінальних опорів і їхніх допустимих відхилень.

Повне позначення номінальних опорів складається зі значення номінального опору (цифра) і позначення одиниці вимірювання (Ом – оми, кОм – кілооми, МОм – мегаоми, ГОм – гігаоми, ТОм – тераоми). Наприклад, 365 Ом; 100 кОм; 4,7 МОм; 3,3 ГОм; 1 ТОм.

Кодоване позначення номінальних опорів складається з трьох або чотирьох знаків, що містять дві цифри і букву або три цифри і букву. Буква коду з кирилиці або латинського алфавіту (у дужках) позначає множник, що складає значення опору і визначає положення коми десяткового знака. Букви Е (R), К, М, Г (G), Т позначають, відповідно, множники  $1$ ,  $10^3$ ,  $10^6$ ,  $10^9$ ,  $10^{12}$  для значень опору, виражених в омах. Для наведеного вище прикладу варто писати: 365Е, 100К, 4М7, 3Г3, 1Т0.

На постійних резисторах допустиме маркування кольоровим кодом. Його наносять знаками у вигляді кіл або смуг.

Резистори загального призначення виготовляють з діапазоном номінального опору від 0,47 Ом до  $10^{10}$  Ом на номінальні потужності розсіювання 0,062–100 Вт.

Прецизійні та надпрецизійні резистори відрізняються високою стабільністю параметрів при експлуатації та великою точністю номінального значення при виготовленні (0,0005%), але потужності розсіювання при цьому не перевищують 2 Вт. Високочастотні резистори відрізняються малими власними індуктивністю та ємністю. Недротяні високочастотні резистори працюють у діапазоні частот до 100 МГц та більше, а дротяні – до сотень кілогерц.

Високовольтні резистори розраховані на робочі напруги від одиниць до десятків кіловольт.

Високомегаомні резистори мають діапазон номінального опору від десятків до тисяч МОм при робочих напругах 100...400 В. Вони працюють у ненавантаженому режимі, а потужності їх розсіювання менші за 0,5 Вт.

### **1.1.3 Основні електричні параметри конденсаторів**

*Номінальна ємність і допустиме відхилення ємності.* Номінальна ємність – ємність, значення якої позначено на конденсаторі або зазначено в супровідній документації. Фактичне значення ємності може відрізнятися від номінальної на величину допустимого відхилення. Номінальні значення ємності стандартизовані і вибираються з певних рядів чисел аналогічно значенням опорів резисторів. Найбільш уживані ряди номінальних ємностей E3, E6; E12; E24. Значення допустимих відхилень ємностей наводяться у відсотках або пікофарадах. [6, 7].

*Номинальна напруга.* Це напруга (позначена на конденсаторі або вказана в документації), при якій він може працювати в заданих умовах протягом терміну служби зі збереженням параметрів у допустимих межах. Номинальна напруга залежить від конструкції конденсатора і властивостей застосовуваних матеріалів. При експлуатації напруга на конденсаторі не повинна перевищувати номінальної. Для багатьох типів конденсаторів зі збільшенням температури (як правило, більше 70...85 °С) допустима напруга знижується [6, 7].

*Тангенс кута втрат.* Тангенс кута втрат ( $\operatorname{tg} \varphi$ ) характеризує активні втрати енергії в конденсаторі. Величина, обернена тангенсу кута втрат, називається *добротністю* конденсатора. Добротність конденсатора визначає відношення реактивної потужності до потужності втрат і дорівнює [6]

$$Q = \frac{1}{\operatorname{tg} \varphi} = \frac{P_p}{P_s} = \frac{U^2 / X_c}{U^2 / R_{is}} = 2\pi f C R_{is}, \quad (1.3)$$

де  $f$  – частота,  $R_{is}$  – опір ізоляції.

Значення тангенса кута втрат у керамічних високочастотних, слюдяних, полістирольних і фторопластових конденсаторів лежать у межах  $(10...15)10^{-4}$ , для конденсаторів полікарбонатних –  $(15...25)10^{-4}$ , керамічних низькочастотних – 0,035, оксидних – 5...35%, поліетилен-терефталатних – 0,01...0,012.

*Температурний коефіцієнт ємності (ТКЄ).* Даний параметр застосовується для характеристики конденсаторів з лінійною залежністю ємності від температури. Визначає відносну зміну ємності від температури при зміні її на один градус Цельсія аналогічно ТКО для резисторів. Слюдяні і полістирольні конденсатори мають ТКЄ в межах  $(50...200)10^{-6}$ , полікарбонатні –  $(50)10^{-6}$ . Для конденсаторів з іншими видами діелектрика ТКЄ не нормується [6, 7].

*Опір ізоляції і струм відтоку.* Дані параметри характеризують якість діелектрика і використовуються при розрахунках високомегаомних, часозадавальних й інших кіл. Найвищий опір ізоляції у фторопластових, полістирольних і поліпропіленових конденсаторів, трохи нижчий – у низькочастотних керамічних, полікарбонатних і лавсанових конденсаторів. Найнижчий опір ізоляції в сегнетокерамічних конденсаторів [6].

Для оксидних конденсаторів задають струм відтоку, значення якого пропорційні ємності і напрузі. Найменший струм відтоку мають танталові конденсатори (від одиниць до десятків мікроампер), алюмінієві конденсатори мають струм відтоку, як правило, на один-два порядки вищий.

#### **1.1.4 Система умовних позначень і маркування конденсаторів**

Умовне позначення конденсаторів може бути скороченим та повним. Скорочене умовне позначення складається з таких елементів: перший

елемент позначення – літера або поєднання літер, що визначають конденсатор (К – конденсатор постійної ємності, КТ – підстроювальний конденсатор, КП – конденсатор змінної ємності, КС – конденсаторні збірки); другий елемент позначення – число, що вказує на вид використовуваного діелектрика; третій елемент позначення – порядковий номер розробки конкретного типу [6, 9].

Залежно від розмірів конденсаторів використовуються повні або скорочені (кодовані) позначення номінальних ємностей та допустимих відхилень. Кодоване позначення складається з цифр, що позначають номінальну ємність, та букви, що позначає одиницю вимірювання ємності та вказує на положення коми десяткового дробу.

Маркування на конденсаторах буквено-цифрове або колірне. Перше містить скорочене позначення конденсатора, номінальну напругу, ємність, допуск, групу ТКЄ, дату виготовлення.

Залежно від розмірів конденсаторів застосовуються повні або скорочені (кодовані) позначення номінальних ємностей та їх допустимих відхилень.

Повне позначення номінальних ємностей складається з цифрового значення номінальної ємності і позначення одиниці вимірювання (пФ – пікофаради, мкФ – мікрофаради, Ф – фаради). Кодоване позначення номінальних ємностей складається з трьох або чотирьох знаків, що містять дві або три цифри і букву. Буква з кирилиці або латинського алфавіту позначає множник, який входить до складу значення ємності та визначає положення коми десяткового знака. Букви П (p), Н (n), М (μ), И (m), Ф (F) позначають множники  $10^{-12}$ ,  $10^{-9}$ ,  $10^{-6}$ ,  $10^{-3}$ ,  $10^0$ . Наприклад, 2,2 пФ позначається 2П2 (2p2), 1500 пФ – 1Н5 (1n5), 0,1 мкФ – М1 (μ1), 10 мкФ – 10М (10μ), 1 Ф – 1Ф0 (1F0).

Допустимі відхилення ємності у відсотках або в пікофарадах маркуються після номінального значення цифрами або кодом.

Кольорове маркування використовується для позначення номінальної ємності, допустимого відхилення ємності, номінального значення напруги і групи ТКЄ. Маркування наносять у вигляді кольорових точок або смужок.

## 1.2 Електромагнітні компоненти

В радіоелектронній апаратурі широке застосування знаходять різні види електромагнітних компонентів [7, 8]. До них відносять:

*трансформатори*: живлення мережні частотою 50 і 400 Гц; статичних перетворювачів напруги; вимірювальні; узгоджувальні; рядкової і кадрової розгортки телевізорів; імпульсні; багатофункціональні; регульовані та ін.;



*дроселі*: фільтрів випрямлячів, заводозаглушування, накопичувачі імпульсних регуляторів (стабілізаторів) напруги та ін.;

*магнітні підсилювачі*: зі зворотним зв'язком і без нього, одно- і двотактні та ін.;

*катушки індуктивності*: постійні, підстроювальні, регульовані;

*пристрої керування електронним променем*: відхильні, фокусувальні, зведення електронних променів та ін.;

*лінії затримки*: з зосередженими і розподіленими параметрами.

### 1.2.1 Основні електричні параметри магнітопроводів

Характерною ознакою електромагнітних компонентів є наявність однієї або декількох обмоток на магнітопроводі (осерді) з магнітом'якого матеріалу. Властивості магнітопроводів описуються їх зовнішніми статичними і динамічними характеристиками [4, 8].

Зв'язок між напруженістю магнітного поля  $H$  (вимірюється в А/м) і магнітною індукцією в магнітопроводі  $B$  (вимірюється в Тл) може бути поданий у вигляді основної кривої намагнічування (крива 1, рис. 1.1) і сім'ї складних кривих, названих петлями гістерезису (криві 2...4, рис. 1.1). На відміну від магнітотвердих матеріалів, з яких переважно виконуються постійні магніти, магнітом'які матеріали мають вузьку петлю гістерезису, тобто відносно мале значення коерцитивної сили  $H_c$ , і мають обернені властивості намагнічування. Перемагнічування магнітопроводів за симетричними циклами відбувається при двополярній змінній напрузі синусоїдальної, прямокутної або трикутної форми. У трансформаторах статичних перетворювачів, магнітних підсилювачах можлива робота магнітопроводів із заходженням до ділянки насичення магнітного матеріалу. В імпульсних трансформаторах використовується режим однополярного намагнічування.

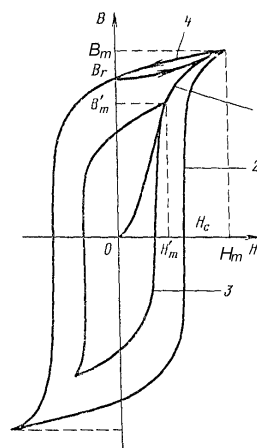


Рисунок 1.1 – Залежність магнітної індукції від напруженості магнітного поля

Магнітні властивості матеріалів магнітопроводів електромагнітних компонентів оцінюються такими основними магнітними параметрами [10].

*Коерцитивна сила*  $H_c$  – це напруженість магнітного поля на граничній петлі гістерезису, необхідна для того, щоб довести до нульового значення залишкову магнітну індукцію  $B_r$  матеріалу, попередньо намагніченого до насичення.

*Залишкова магнітна індукція*  $B_r$  – індукція в матеріалі магнітопроводу, попередньо намагніченого до насичення, при якій напруженість магнітного поля дорівнює нулю.

*Індукція насичення*  $B_n$  – магнітна індукція, після досягнення якої матеріал магнітопроводу практично досягає повного намагнічування, при цьому магнітна проникність починає різко зменшуватися.

*Максимальна магнітна індукція*  $B_m$  – гранично допустиме значення магнітної індукції в магнітопроводі для обраного магнітом'якого матеріалу, після якого настає насичення ( $B_m < B_n$ ). Максимальній магнітній індукції відповідає максимальна напруженість магнітного поля  $H_m$ .

*Коефіцієнт прямокутності петлі гістерезису* визначається за граничним циклом із співвідношення:  $a_n = B_r / B_n$ .

*Абсолютна магнітна проникність* дорівнює відношенню магнітної індукції до відповідного значення напруженості магнітного поля в даному матеріалі:  $\mu_a = B / H$ .

Для оцінювання властивостей магнітних матеріалів звичайно користуються значеннями відносної магнітної проникності  $\mu_r = \mu_a / \mu_0$ , де  $\mu_0$  – магнітна постійна (магнітна проникність вакууму), яка дорівнює  $1,26 \cdot 10^{-6}$  Гн/м.

При цьому розрізняють початкову магнітну проникність  $\mu_n$ , вимірювану при дуже слабких магнітних полях (при значеннях  $H$ , близьких до нуля), і максимальну магнітну проникність  $\mu_{\max}$ .

*Критична частота*  $f_{кр}$  – частота, при якій значення тангенса кута втрат матеріалу осердя котушки індуктивності досягає 0,1 (або 0,02), що відповідає зниженню добротності до 10 (або 50).

*Втрати в магнітопроводі* при перемагнічуванні викликають його розігрів. Розрізняють дві складові втрати: через гістерезис  $P_r$  і вихрові струми  $P_v$ . Перша складова росте зі збільшенням частоти мережі і маси магнітопроводу, друга зростає пропорційно масі магнітопроводу, квадрату частоти мережі й товщині пластини (стрічки) і зменшується зі збільшенням питомого електричного опору матеріалу магнітопроводу.

Для зменшення втрат потужності й розігріву трансформатора вище гранично допустимої температури (остання визначається, в основному, теплостійкістю обмотувальних проводів й електроізоляційних матеріалів) магнітопроводи виконують збірними з тонких пластин або стрічок з електроізоляційним покриттям, а також пресованими з порошкоподібних феромагнітних матеріалів.

### 1.2.2 Магнітом'які матеріали магнітопроводів

Зі сталі електротехнічної тонколистової виготовляються магнітопроводи мережних трансформаторів живлення, дроселів фільтрів, магнітних підсилювачів та ін. Марки електротехнічної сталі розрізняють за структурним станом і видом прокатки (гарячекатана ізотропна, холоднокатана анізотропна з ребровою структурою та ін.); за вмістом кремнію (0,4, ..., 4,8%); за основною нормованою характеристикою (питомі втрати). Збільшення вмісту кремнію в сталі сприяє росту зернової структури, завдяки чому поліпшуються магнітні властивості сталі: підвищується проникність у слабкому і середньому магнітному полях, зменшуються втрати. Однак сталь зі вмістом кремнію більше 4% стає крихкою і твердою, що ускладнює виготовлення методом штампування або навивання стрічки магнітопроводів малих розмірів і складної форми [ 8, 10].

*Пермалої* являють собою сплави заліза з нікелем (вміст останнього від 36 до 80%). Для поліпшення окремих магнітних властивостей пермалоїв у сплав уводять ще молібден, хром, мідь та інші метали. Характерною ознакою пермалоїв є їх легка намагнічуваність у слабких магнітних полях, більші значення початкової та максимальної магнітних проникностей, високі значення питомого електричного опору. Так, початкова магнітна проникність пермалоїв марок 79НМ та 80НХС може досягати значень  $3 \cdot 10^4$  (для електротехнічної сталі вона становить 400...700) [4, 8, 10].

Пермалої – пластичні сплави, тому вони легко прокатуються в дуже тонкі аркуші або стрічки (до 0,005 мм). Застосування пермалоїв малої товщини (0,05 мм і менше) припускає виконання магнітопроводів у вигляді нерозрізних скручених стрічкою кільцевих осердь. Пермалої дуже чутливі до механічних впливів, їхні магнітні характеристики можуть бути невідомо погіршені при механічному стиску, деформації осердя, тому пермалоєві магнітопроводи перед намотуванням поміщають у немагнітні захисні кожухи з кришкою.

*Ферити* – речовини полікристалічної будови, одержані в результаті спікання при високій температурі суміші оксидів заліза з оксидами цинку, марганцю, нікелю та інших металів для надання їм заданих властивостей, наступного подрібнювання та формування з порошку магнітопроводів необхідної форми (пресуванням у сталевих формах, видавлюванням через спеціальні мундштуки, методом гарячого лиття під тиском та ін.). Завдяки високому питомому опору втрати потужності у феритах малі, а робоча частота велика, тому феритові осердя використовують при виготовленні електромагнітних компонентів, що працюють в смугах звукових і радіочастот. Найбільш широко застосовуються марганцево-цинкові (низькочастотні) і нікель-цинкові (високочастотні) феритові осердя [8, 10].

*Магнітодіелектрики*, як і ферити, є високочастотними магнітом'якими матеріалами. Вони мають деякі переваги перед феритами: більш висока ста-

більність магнітних властивостей, менша вартість. За рядом електромагнітних параметрів поступають феритам. Найбільш широко застосовуються магнітні діелектрики на основі альсифера і карбонільного заліза [4, 8].

*Альсифер* являє собою потрібний сплав, що складається з заліза, кремнію (9...11%) і алюмінію (6...8%). Альсифер як сплав являє собою литий нековкий матеріал з високою твердістю і крихкістю. Альсифер є дешевим і недефіцитним матеріалом [4, 8].

*Карбонільне залізо* одержують термічним розкладанням пентакарбоніла заліза  $\text{Fe}(\text{CO})_5$ . Технологічний процес виробництва осердь з порошку карбонільного заліза полягає в ізолюванні порошку, пресуванні деталей та їх низькотемпературній термічній обробці для надання механічної міцності й стабілізації властивостей [4, 8].

*Аморфні магнітні матеріали* – нова група магнітом'яких матеріалів із поєднанням високих магнітних, механічних властивостей і низької вартості. Характерною ознакою їхньої структури є відсутність упорядкованості, періодичності розташування атомів у кристалічних ґратках, що досягається високою швидкістю охолодження розплаву. Процес виробництва аморфних сплавів простіший і дешевший, ніж традиційних листових магнітом'яких сталей і пермалоїв [4, 8].

Магнітом'які аморфні сплави містять залізо, кобальт, нікель і до 15...25% металоїдів (бора, вуглецю, кремнію, фосфору). Для надання додаткових властивостей (термостабільності, антикорозійності та ін.) в дані сплави вводять хром, тантал, ванадій.

### **1.2.3 Види обмоток і електроізоляційні матеріали**

За розміщенням обмоток на магнітному проводі електромагнітні компоненти, у першу чергу трансформатори живлення, підрозділяються на броньову конструкцію, коли обмотки розміщуються на середньому стрижні Ш-подібного магнітопроводу, і стрижневу конструкцію, коли обмотки розміщуються на одному або двох стрижнях П-подібного магнітопроводу. Броньова конструкція трансформатора характеризується відносно меншим потоком розсіювання й краща для малопотужних трансформаторів. Найменшим потоком розсіювання характеризується трансформатор на кільцевому магнітному проводі або осерді. Для поліпшення потокозчеплення між обмотками їх варто розподіляти рівномірно по всьому колу осердя (навіть якщо число витків в обмотці дуже мале). Трансформатори на кільцевих магнітопроводах (осердях) переважно застосовуються в статичних перетворювачах напруги джерел вторинного електроживлення, що працюють із частотою перетворення електроенергії в десятки й сотні кілогерц [4, 8].

Обмотки трансформаторів промислового виготовлення виконуються, в основному, на литих каркасах із важкозаймистої пластмаси, каркаси трансформаторів старих конструкцій виконувалися з електрокартону. Виводи обмоток можуть бути виконані гнучкими проводами.

Електроізоляційні матеріали для електричних машин, трансформаторів і апаратів розділяють на сім класів за нагрівостійкістю, які позначають латинськими буквами від Y (до 90 °С) до С (більше 180 °С). Як електроізоляційні матеріали використовуються [4, 8]:

*папір конденсаторний* товщиною 4...30 мкм і напругою пробою 300...600 В;

*електрокартон електроізоляційний* товщиною 0,1...3 мм і електричною міцністю 8...10 кВ/мм;

*лакотканина електроізоляційна* класу А (до 105 °С), товщиною 0,04...0,24 мм і напругою пробою 3...9,2 кВ;

*склолакотканина електроізоляційна* різних класів, зокрема Н (до 180 °С), товщиною 0,05...0,24 мкм і напругою пробою 1,5...10,8 кВ;

*плівка поліетилентерефталатна* використовується при температурі до + 155 °С, товщиною 6, ..., 250 мкм, електричною міцністю 180, ..., 80 кВ/мм.

Трансформаторні обмотки й інші електромагнітні компоненти виконуються, зазвичай, мідними ізольованими обмотковими дротами круглого або прямокутного перерізу.

Відповідно до загальних технічних умов обмоткові дроти з емалевою ізоляцією, призначені для застосування в електричних машинах, апаратах і приладах, розрізняють за *типом емалевої ізоляції* (полівінілацеталева, поліуретанова та ін.), *формою перерізу* (круглі, прямокутні), *товщиною ізоляції*, *конструктивним виконанням ізоляції* (одношарова, чотиришарова та ін.), *температурним індексом* (нагрівостійкість), *матеріалом дроту* (мідний, алюмінієвий та ін.).

Для виконання обмоток спеціального призначення з високим електричним опором використовуються обмоткові дроти з жилою зі сплавів з високим питомим опором  $\rho$ . Для цієї мети використовуються дроти манганінові, константанові і ніхромові.

### 1.3 Хімічні джерела струму

Відомо багато способів перетворення хімічної енергії в електричну. Це перетворення ґрунтується на струмоутворювальних реакціях, під якими розуміють реакції за участі вільних електронів, які можуть вийти із зони реакції. Ці реакції здійснюються в хімічних джерелах струму (ХДС), які поділяють на дві великі групи. До першої відносять ХДС, в яких компоненти реакцій обопільно переміщуються. Ці ХДС називають *паливними елементами* і їх використовують для спеціальних цілей (наприклад, як первинні джерела енергії на штучних супутниках). До другої відносять ХДС, в яких компоненти під час струмоутворювальних реакцій нерухомі. Будова цих ХДС однотипна. Це корпус, в якому електроліт з іонною провідністю і два

струмовідводи з електронною провідністю, що контактують з ним. Струмовідводи повинні бути з різнорідних матеріалів і мати високий ступінь хімічної чистоти [4, 11].

Струмоутворювальні реакції можуть бути необоротні, ці ХДС називаються *гальванічні елементи* (розраховані на одноразове використання), або оборотні, розраховані на багаторазове використання – *аккумулятори*.

Історія гальванічних елементів починається з робіт італійських вчених Луїджі Гальвані та Алессандро Вольта, який на рубежі 18-го сторіччя винайшов гальванічний стовп. Є дві точки зору на умови і причини струмоутворювальної електрохімічної реакції – фізична і хімічна.

Фізичне пояснення струмоутворення є результатом дії контактної різниці потенціалів. Детальніше це перетворення пояснює термодинаміка.

Здійснення роботи з перенесення заряду через замкнене коло потребує зміни внутрішньої енергії або (та) підведення теплової енергії ззовні. В цьому варіанті все коло знаходиться при однаковій температурі і працює без підігріву. Таким чином, робота з перенесення заряду через коло з елемента, провідників і навантажування може здійснюватися тільки за рахунок зміни внутрішньої енергії. Ця зміна і дозволяє здійснити роботу щодо перенесення зарядів. Зв'язок між тепловим еквівалентом  $A_T$  струмоутворювальної реакції і ЕРС елемента пов'язані рівнянням Гіббса-Гельмгольца [4]

$$EPC = A_T / (nF + aT), \quad (1.4)$$

де  $n$  – валентність металу електрода;  $F$  – число Фарадея, яке дорівнює 94600 Кл;  $a$  – коефіцієнт, що враховує температурну залежність ЕРС;  $T$  – абсолютна температура навколишнього середовища, К.

З точки зору хімії в елементі здійснюється окислювання матеріалу одного з електродів і відновлення іншого. При цьому з матеріалу електрода, який розчиняється, в електроліт йдуть іони металу, які виносять позитивний заряд. Зайві електрони ведуть до того, що метал відносно електроліту стає негативно зарядженим. Відповідно до закону Кулона процесу розділення зарядів починає заважати електричне поле, яке збирає вільні заряди на межі розділу електроліту і електрода. Таке коло має здатність здійснювати роботу, тобто має потенціал. Згідно з теорією Нернста цей потенціал пов'язаний з електродом. Тому він називається електродним і позначається звичайно  $\phi$ . Електродний потенціал характеризує властивість металевого електрода віддавати іони в електроліт і тому є постійним. Крім того електродний потенціал залежить від співвідношення концентрацій  $C$  іонних утворень, які виникають при струмоутворювальній реакції, та їх валентності  $n$ . Таким чином електродний потенціал – це сума двох потенціалів – постійного  $\phi_0$  і концентраційного  $\phi_K$ . Узгоджена дія обох електродів веде

до того, що між ними з'являється ЕРС. Електроди повинні бути з різних матеріалів – тільки таке сполучення дає ненульову ЕРС.

Основні параметри гальванічних елементів і акумуляторів: електрорушійна сила  $EPC$  (В); внутрішній опір  $r$  (Ом); ємність елемента  $Q$  (А·год); коефіцієнт корисної дії  $ККД$  (%) – відношення корисної потужності до сумарної потужності елемента.

Як гальванічні елементи живлення використовують такі електромеханічні системи: *марганцево-цинкові* з солевим, хлоридним або лужним електролітом і з повітряною деполяризацією; *нікель-цинкові*, *ртутно-цинкові*, *-індієві*, *-кадмієві*, *срібно-цинкові* з лужним електролітом; *літієві* з різними електролітами, зокрема органічними.

Конструкція всіх елементів і батарей (батарея – з'єднання декількох елементів) зводиться до двох: циліндричної і прямокутної. Циліндричні конструкції виконують у вигляді низьких (гудзикових), середніх і високих циліндрів, залежно від відношення висоти циліндра до діаметра (0,05...8,5).  $EPC$  гальванічних елементів 1,4...3,1 В.

Акумулятор, залежно від умов роботи, може бути частково, до обумовленої межі, розрядженим. Для подальшої нормальної роботи акумулятор потрібно зарядити. Розрізняють лужні і кислотні акумулятори. В лужних акумуляторах електролітом є водний розчин їдкого лугу (калію або натрію з додаванням літію, чи без додавання), в кислотних – водний розчин сірчаної кислоти. За складом активної маси пластин лужні акумулятори поділяють на *срібно-цинкові*, *кадмієво-нікелеві* і *залізо-нікелеві*. В кислотних акумуляторах пластини *свинцеві*. В акумуляторах, які знаходяться в експлуатації, постійно йдуть замкнені цикли електрохімічних перетворень. З кожним циклом акумулятори старіють і, зрештою, виходять з ладу. Кількість циклів зарядження-розрядження визначає термін придатності акумулятора. Найбільш шкідливі за впливом на апаратуру та обслуговувальний персонал є свинцево-кислотні акумулятори, найменш шкідливі срібно-цинкові лужні акумулятори [4, 12].

Коефіцієнт перетворення  $\eta$  теплоти в електрику у паливного елемента в декілька разів більший, ніж у бензинового двигуна. Теоретично  $\eta$  може бути більше, ніж на 100%, якщо в результаті процесу відбулось зростання ентропії. Речовина намагається перейти від упорядкованого стану до хаотичного і під час такого переходу може виконати деяку корисну роботу. Отже, за рахунок зростання ентропії і отримується  $ККД$  більший 100%. Якщо паливо до реакції було твердим тілом або рідиною, а після реакції стало газом, то, відповідно до теорії паливного елемента, ентропія палива зросла і  $ККД$  повинен бути більшим 100%.

Від паливного елемента твердотільний електрохімічний перетворювач теплоти в електроенергію (ТЕХП) відрізняється тим, що відпрацьовані

реагенти в ньому не викидаються, а розкладаються на початкові речовини і знову використовуються [13]. Процес може повторюватися нескінченно довго. Розкладання відбувається за рахунок контактної різниці потенціалів. Оскільки всі процеси у ТЕХП оборотні, то ентропія системи не зростає і ККД дорівнює 100%. Необхідною умовою для розкладання відпрацьованих речовин є наявність в їх молекулах іонних зв'язків. Речовини з ковалентними зв'язками таким способом не розкладаються. Речовин з іонними зв'язками є сотні, тому і варіантів ТЕХП може бути така ж кількість.

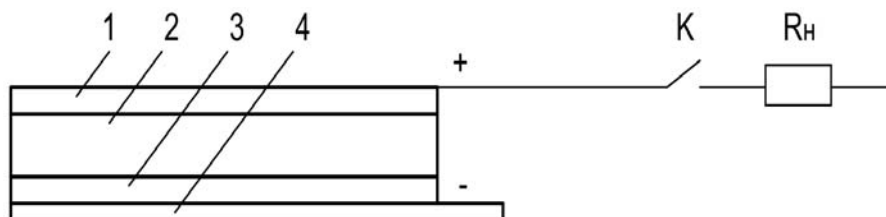


Рисунок 1.2 – Електричне коло з джерелом живлення на ТЕХП

Один з варіантів ТЕХП (рис. 1.2) складається з графітового листа 1 (0,1...0,2 мм), шару активного вугілля 2 (0,1...0,5 мм), шару шестиводного хлористого магнію  $MgCl_2 \cdot 6H_2O$  3 (0,02...0,05 мм) та магнієвого листа 4 (0,1...0,5 мм).

Поки ТЕХП новий, він працює як звичайне первинне джерело струму. Активними реагентами в цей час є вода і магній. Кристалічна вода відривається від кристалів  $MgCl_2 \cdot 6H_2O$  і рухається до металевого магнію. Досягнувши магнієвої пластини, вона вступає з магнієм у реакцію:  $Mg + 2H_2O = Mg(OH)_2 + H_2$ . Водень поглинається активним вугіллям. Плівка шестиводного хлористого магнію дуже тонка, і вода швидко витрачається. Коли води вже немає, струм через резистор навантаження зменшується у кілька разів. Цей струм виникає за рахунок зворотних хімічних реакцій і залежить від площі магнієвого електрода та температури. Напруга, яку генерує ТЕХП, дорівнює 1,6...1,8 В.

ТЕХП – це принципово нове джерело струму, яке виникло на стику хімії і напівпровідникової техніки. Це джерело струму майбутнього часу.



## 1.4 Сигнали електричних кіл

### 1.4.1 Види електричних сигналів

Електричний сигнал – це електричний процес, що несе в собі інформацію. Кількість інформації, яка може бути передана за допомогою деякого сигналу, залежить від основних його параметрів: тривалості, смуги частот, потужності та деяких інших характеристик [6, 14, 15].

Сигнали поділяються на *детерміновані* та *випадкові*. Детермінований сигнал – це сигнал, параметри і миттєве значення якого в будь-який момент часу  $t$  можуть бути передбачені з ймовірністю одиниці. Детерміновані сигнали поділяються на *періодичні* та *неперіодичні*.

Періодичним називається сигнал, для якого виконується умова  $u(t)=u(t+kT)$ , де  $T$  – період повторення, а  $k$  – будь-яке ціле число. Найпростішим періодичним детермінованим сигналом є гармонічне синусоїдальне коливання, наприклад, напруга, яка обумовлена законом  $u(t)=U_m \sin(\omega t + \psi)$ , де  $U_m$ ,  $T$ ,  $\omega$ ,  $\psi$  – відповідно, амплітуда, період, кругова частота і початкова фаза коливань. Будь-який складний періодичний сигнал може бути поданий у вигляді суми гармонічних коливань із частотами, кратними основній частоті  $\omega=2\pi/T$ .

Відповідно, неперіодичним детермінованим сигналом буде детермінований сигнал, для якого не виконується вказана умова. Прикладами таких сигналів можуть бути імпульси, пачки імпульсів, частини гармонічних коливань і т. д.

До випадкових сигналів відносять сигнали, значення яких заздалегідь не відомі і можуть бути передбачені лише з деякою ймовірністю.

На практиці найчастіше використовують імпульси прямокутної, трапецеїдальної, трикутної та пілкоподібної форм. Прикладами періодичних детермінованих сигналів можуть служити пачки імпульсів (рис. 3.1, *a-d*), а також безперервний сигнал (рис. 3.1, *e-z*).

Відношення тривалості імпульсу до періоду повторення називають *коефіцієнтом заповнення*, тобто  $k_z=t_i/T$ . Коефіцієнт заповнення звичайно лежить у межах від 0,5 до  $10^{-4}$ . Малі значення коефіцієнта заповнення характерні для радіолокаційних пристроїв, найбільші – для пристроїв обчислювальної техніки.

Періодична послідовність імпульсів характеризується середнім значенням параметрів імпульсу за період і за час тривалості імпульсу. Середнє значення напруги за час тривалості імпульсу дорівнює

$$U_i = \frac{1}{t_i} \int_0^{t_i} u(t) dt . \quad (1.5)$$

Середнє значення напруги імпульсного сигналу за період при активному навантаженні одержуємо з рівняння

$$U_{\text{сеп}} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt = k_3 U_i. \quad (1.6)$$

Аналогічно можуть бути знайдені середні значення струму і потужності.

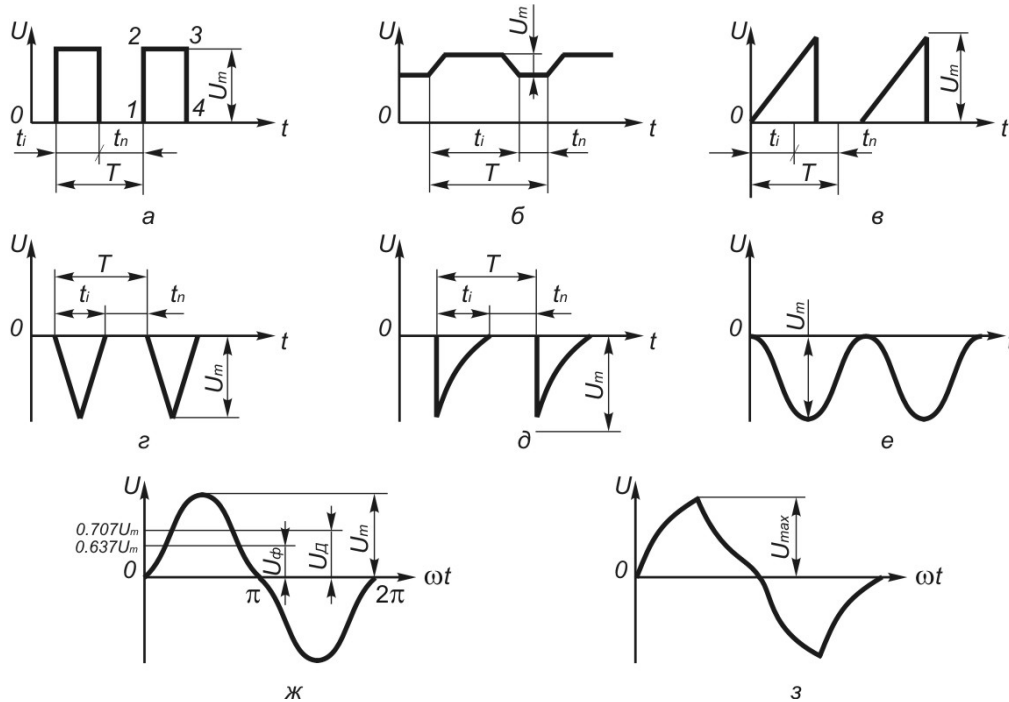


Рисунок 1.3 – Приклади періодичних детермінованих електричних сигналів

Потужність джерела живлення пристрою формування імпульсів повинна бути не менша  $P_{\text{сеп}}$ , тоді можна віддавати в навантаження потужність в імпульсі  $P_i$  в  $1/k_3$  разів більшу потужності джерела живлення.

Діюче (ефективне) значення напруги послідовності імпульсів за період визначається формулою

$$U_D = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} = \sqrt{k_3 U_i}. \quad (1.7)$$

Крім параметрів періодичної послідовності імпульсів важливе значення мають параметри форми імпульсів. Характерними ділянками прямокутного імпульсу, що визначають його форму, є (рис. 1.4): передній фронт 1 – 2, вершина 2 – 3, задній фронт 3 – 4.

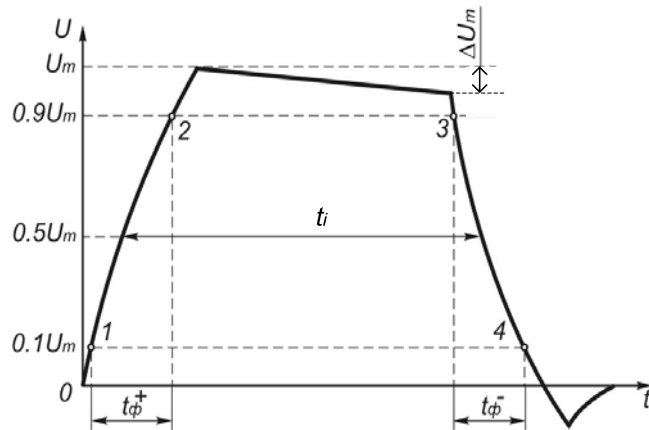


Рисунок 1.4 – Параметри форми імпульсів

Основними параметрами форми імпульсів є: амплітуда або найбільший розмір імпульсу  $U_m$ , тривалість імпульсу  $t_i$ , тривалість переднього фронту  $t_{\phi}^+$ , тривалість заднього фронту (зрізу)  $t_{\phi}^-$ , спад вершини імпульсу  $\Delta U_m$ .

При оперуванні з реальними імпульсами тривалість імпульсу  $t_i$  вимірюють на рівні  $0,1U_m$  або  $0,5U_m$ , рахуючи від основи. У імпульсних пристроях автоматики тривалість імпульсів лежить у межах  $10^{-9} \dots 1$  с. Інтервали часу, що відповідають тривалості фронту  $t_{\phi}^+$  і зрізу  $t_{\phi}^-$  імпульсу, звичайно відраховують між рівнями  $0,1-0,9U_m$  і  $0,9-0,1U_m$  відповідно. Це активні тривалості, що складають зазвичай  $5 \dots 20\%$  від  $t_i$ . Чим менше відношення  $t_{\phi}^+/t_i$  та  $t_{\phi}^-/t_i$ , тим ближче форма імпульсу наближається до прямокутної.

Сталість вершини імпульсу протягом його тривалості є однією з найважливіших вимог до формувачів і генераторів імпульсів. Проте через недосконалість названих пристроїв спостерігається деякий спад вершини імпульсу  $\Delta U_m$ . Часто замість абсолютного значення спаду використовують відносне, що визначається відношенням  $\Delta U_m/U_m$ . У деяких імпульсах (трикутних, експоненціальних та ін.) плоска вершина відсутня і в точці вершини фронт переходить відразу в зріз. Спад вершини імпульсу бажано мати, за можливістю, найменшим. Часто потрібно, щоб  $\Delta U_m$  було не більшим  $(0,005 \dots 0,010)U_m$ .

Змінна напруга синусоїдальної форми крім миттєвого значення характеризується середньоквадратичним (діючим) значенням, яке дорівнює

$$U_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} = 0,707U_m. \quad (1.8)$$

Зв'язок між діючим і амплітудним значеннями напруги виражається у вигляді залежності  $U_D = U_m/k_a$ , де  $k_a$  – коефіцієнт амплітуди. На практиці використовують також параметр середньовипрямленого значення

$$U_{сеп} = \frac{1}{T} \int_0^T |u| dt = \frac{U_D}{k_\phi} = \frac{U_m}{k_a k_\phi}, \quad (1.9)$$

де  $k_\phi$  – коефіцієнт форми.

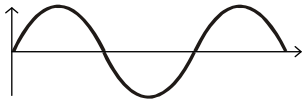


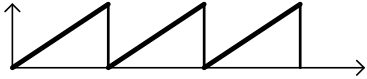
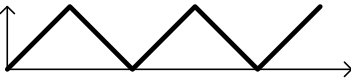
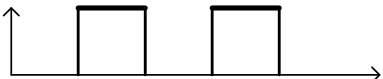
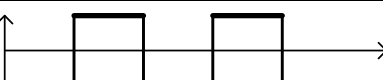
Для синусоїдальної напруги  $k_a = 1,41$ ,  $k_\phi = 1,11$ . Якщо ж сигнал має форму, відмінну від синусоїдальної, то він характеризується піковим значенням у позитивній  $U^+_{max}$  та негативній  $U^-_{max}$  півхвилях (рис. 1.3, з), діючим, середньовипрямленим значеннями. При сигналі складної форми, коли є багато гармонічних складових, його діюча напруга дорівнює

$$U_D = \sqrt{U_{сеп}^2 + U_1^2 + \dots + U_q^2}. \quad (1.10)$$

Для періодичного сигналу з однополярних імпульсів прямокутної форми  $k_a = k_\phi = \sqrt{T/t_i}$ .

В таблиці 1.1 наведені приклади різноманітних форм напруг і відповідні їм коефіцієнти  $k_a$  та  $k_\phi$ .

Таблиця 1.1 – Форми напруг і відповідні їм коефіцієнти  $k_a$  та  $k_\phi$

Форма напруги	Графік	Коефіцієнт амплітуди	Коефіцієнт форми
Синусоїдальна		1,41	1,11
Пульсуюча (однопівпе-ріодного випрямляча)		2	1,57
Пульсуюча (двопівпе-ріодного випрямляча)		1,41	1,11
Пилкоподібна		2,51	1,67
Трикутна (симетрична)		1,73	1,16
Прямокутна (симетрична)		1,41	1,41
Прямокутна (меандр)		1,0	1,0

### 1.4.2 Проходження сигналів через лінійні кола

У електронних пристроях знаходять широке застосування кола, що формують напругу однієї форми з напруги іншої форми. Таку задачу можна вирішити, використовуючи лінійні елементи, параметри яких (опір, ємність, індуктивність) не залежать від значень і напрямів струмів та прикладених напруг. Струм у такому колі пропорційний вхідній напрузі, тобто залежність між ними виражається прямою лінією.

При прикладанні до входу лінійного кола синусоїдальної напруги на всіх її елементах також буде синусоїдальна напруга. Якщо ж на вході лінійного кола, що містить частотно-залежні елементи (наприклад, конденсатор, індуктивна котушка), діє напруга, що являє собою суму гармонік різних частот, то форма напруги на її елементах не повторює форму вхідної напруги. Це пояснюється тим, що гармоніки вхідної напруги по-різному пропускаються цим колом. Властивості лінійних кіл із частотно-залежними елементами використовуються при побудові диференціальних та інтегральних кіл (рис. 1.5) [6, 14].

*Диференціальне коло* (рис. 1.5, а). Струм через конденсатор пов'язаний з напругою на ньому диференціальною залежністю  $i_c = C(du_c/dt)$ . Напруга на виході схеми  $u_{вих} = i_c R = RC(du_c/dt) = \tau(du_c/dt)$ , де  $\tau = RC$  – постійна часу  $RC$ -кола.

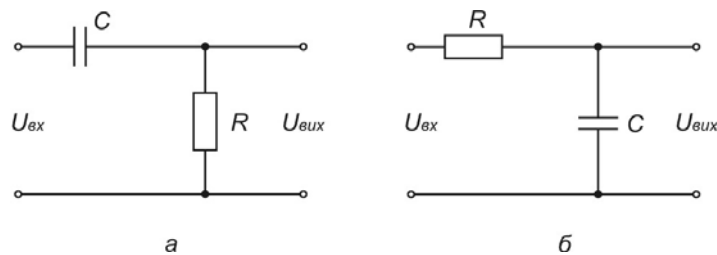


Рисунок 1.5 – Диференціальне (а) та інтегральне (б) кола

Оскільки  $u_c = u_{вх} - u_{вих}$ , то

$$u_{вих} = \tau \frac{du_c}{dt} = \tau \frac{d(u_{вх} - u_{вих})}{dt} = \tau \frac{du_{вх}}{dt} - \tau \frac{du_{вих}}{dt}. \quad (1.11)$$

Перший доданок виразу – корисний результат, другий – похибка диференціювання. Похибка буде відсутня, якщо  $du_{вих}/dt = 0$ , тобто коли  $u_{вих} = U = const$ . В цьому випадку напруга на конденсаторі

$$\frac{du_c}{dt} = \frac{d(u_{вх} - U)}{dt} = \frac{du_{вх}}{dt}$$

змінюється за тим же законом, що і  $u_{вх}$ , тому

$$u_{\text{вих}} = \tau \frac{du_C}{dt} = \tau \frac{du_{\text{вх}}}{dt},$$

тобто, вихідна напруга пропорційна похідній вхідної напруги.

Таким чином, коли на вході кола діє постійна напруга  $u_{\text{вх}} = U_m$ , результат диференціювання дорівнює нулю, тобто  $u_{\text{вих}} = 0$ . Як що напруга змінюється лінійно  $u_{\text{вх}} = U_m (t/t_i)$ , результат диференціювання дорівнює постійному відмінному від нуля значенню.

При імпульсі прямокутної форми з нескінченно крутим фронтом на вході кола напруга на конденсаторі дорівнює

$$u_C = U_m - u_{\text{вих}} = U_m - U_m e^{-\frac{t}{\tau}} = U_m (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}). \quad (1.12)$$

Через час  $t = \tau$  напруга на конденсаторі досягне рівня

$$u_C = U_m (1 - e^{-1}) = 0,63U_m, \quad (1.13)$$

а напруга на виході зменшиться до величини

$$u_{\text{вих}} = U_m - u_C = 0,37U_m. \quad (1.14)$$

Теоретично перехідні процеси тривають нескінченно довго, тому що тільки при  $t = \infty$  напруга і струм  $RC$ -кола приймуть сталі значення:  $u_{\text{вих}} = 0$ ,  $i_C = 0$ .

У межах дії імпульсу конденсатор  $C$  буде заряджатися за рахунок струму, що протікає в  $RC$ -колі. При цьому вихідна напруга буде менша вхідної на значення напруги на конденсаторі. Після припинення дії вхідного імпульсу конденсатор  $C$  розряджається через резистор  $R$ , формуючи на ньому імпульс протилежної полярності.

В пристроях автоматики найчастіше застосовують прямокутні імпульси, в яких фронт і зріз мають велику крутість. Залежно від значення постійної часу  $RC$ -кола можливі чотири випадки:

– постійна часу  $\tau \gg t_i$  значно більша тривалості вхідного імпульсу.

Оскільки постійна часу велика, у колі заряду буде протікати малий струм, конденсатор за час дії імпульсу зарядиться до невеликої напруги. Таким чином зарядження-розрядження конденсатора протікає практично на лінійній ділянці, і напруга  $u_{\text{вих}}$  також лінійно змінюється (рис. 1.6, а). Вихідний сигнал має завал вершини в межах дії вхідного імпульсу, а після припинення його дії в процесі розрядження конденсатора формується імпульс негативної полярності. Таке диференціальне коло називається *прохідним*, оскільки вихідна напруга практично повторює вхідну. Таким

чином, для передачі імпульсів через прохідне коло необхідно вибрати постійну часу, що значно перевищує тривалість вхідного імпульсу;

– постійна часу  $\tau=t_i$  дорівнює тривалості вхідного імпульсу.

В даному випадку конденсатор встигне зарядитися до напруги, що складає  $0,63U_m$ . Напряга на виході в момент кінця вхідного імпульсу зменшиться до значення  $0,37U_m$ , (рис. 1.6, б). Конденсатор, що зарядився до вказаної напруги після закінчення вхідного імпульсу почне розряджатися на резистор  $R$ , формуючи експоненціальний імпульс негативної полярності з початкового значення  $0,63U_m$ ;

– тривалість вхідного імпульсу  $3\tau=t_i$  втричі більша постійної часу.

Відомо [2], що за час  $3\tau$  перехідні процеси в  $RC$ -колі практично закінчуються, оскільки конденсатор встигає зарядитися до напруги  $0,995U_m$  і за такий же час розрядитися до  $0,005U_m$ .

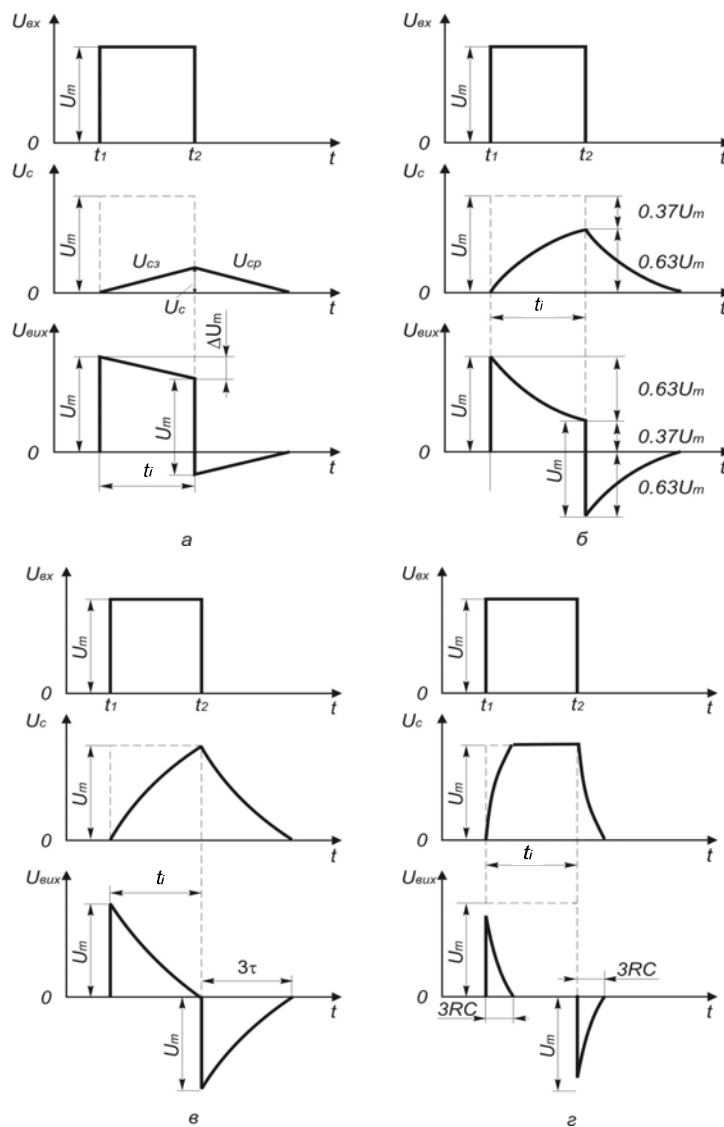


Рисунок 1.6 – Діаграми напруг в  $RC$ -колі за різних  $\tau$

Струм заряджання-розряджання конденсатора на резисторі формує експоненціальні імпульси однакової амплітуди і тривалості позитивної полярності при заряджанні конденсатора та негативної полярності при його розряджанні (див. рис. 1.6, в);

– постійна часу  $\tau \ll t_i$  значно менша тривалості вхідного імпульсу.

Оскільки перехідні процеси в  $RC$ -колі протікають за час  $3\tau$ , тривалість вихідних імпульсів в цьому випадку може бути значно менша тривалості вхідного (див. рис. 1.6, з).

При диференціюванні прямокутних імпульсів, фронти яких мають певну тривалість, форма напруги на виході залежить від співвідношення тривалості фронтів  $t_f$  та постійної часу кола  $\tau$ . Наявність паразитних ємностей в  $RC$ -колі позначається на зменшенні амплітуди вихідного імпульсу.

*Інтегрувальне коло.* Інтегрувальне коло є лінійним чотиріполосником, сигнал на виході якого змінюється пропорційно інтегралу вхідного сигналу. Найпростішим і найбільш часто використовуваним з інтегрувальних кіл є коло, що містить два елементи: резистор  $R$  та конденсатор  $C$  (див. рис. 1.5, б).

Вихідна напруга даного кола визначається виразом

$$u_{\text{вих}} = \frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt - \frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вих}} dt. \quad (1.15)$$

Таким чином, так само, як і у випадку диференціувального кола, інтегрувальне коло інтегрує лише приблизно. Очевидно, процес інтегрування буде тим точнішим, чим менша амплітуда вихідної напруги порівняно з вхідною. Для виконання цієї умови необхідно збільшувати постійну часу  $RC$  інтегрувального кола. Якщо відкинути похибку інтегрування, вихідна напруга буде пов'язана з вхідною залежністю

$$u_{\text{вих}} \approx \frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt. \quad (1.16)$$

Кількісне оцінювання якості інтегрування  $RC$ -кола зручно зробити, подаючи на його вхід прямокутний імпульс з ідеальним крутим фронтом. Для ідеально інтегрувального кола вихідну напругу описує вираз

$$u_{\text{вих.ід}} = \frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt = \frac{U_m}{RC} t, \quad (1.17)$$

з якого очевидно, що напруга на виході наростає лінійно. У реально інтегрувального кола напруга на виході буде відповідати формулі



$$u_{вих.р} = U_m (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}). \quad (1.18)$$

Аналізуючи даний вираз бачимо, що він ідентичний значенню напруги на конденсаторі (1.12) для диференціувального кола. Отже, з діаграм на рис. 1.6 видно, що для різних значень  $\tau$  відносно тривалості вхідного прямокутного імпульсу вихідною напругою інтегровального кола буде відповідна напруга на конденсаторі  $u_c$ .

### Контрольні запитання та завдання

1. Які основні електричні параметри резисторів?
2. Як обчислюється робоча напруга резисторів?
3. Як обчислюється ТКО?
4. Яка одиниця виміру шумів резистора?
5. Які основні електричні параметри конденсаторів?
6. Як обчислюється тангенс кута втрат конденсаторів?
7. Які є види електромагнітних компонентів?
8. Що таке коерцитивна сила?
9. Які матеріали використовують як магнітопроводи?
10. Назвіть параметри гальванічних елементів і акумуляторів?
11. Що таке електрохімічні перетворювачі теплоти?
12. Які сигнали називаються детермінованими?
13. Якими параметрами характеризуються електричні сигнали?
14. Як визначаються тривалість фронту і зрізу імпульсу?
15. Як визначається спад вершини імпульсу?
16. Що таке коефіцієнт амплітуди імпульсу?
17. Що таке коефіцієнт форми імпульсу?
18. Як зміниться форма напруги на виході диференціувального кола, якщо змінювати опір та ємність кола?
19. Як зміниться форма напруги на виході інтегровального кола, якщо змінювати тривалість і період повторення прямокутних імпульсів на вході?
20. Які фізичні процеси відбуваються при проходженні електричних сигналів через лінійні кола?

## Розділ 2 ФІЗИЧНІ ОСНОВИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ СТРУКТУР

### 2.1 Енергетичні діаграми напівпровідників

Згідно з квантовою теорією [16, 17], електрон може мати певні (дискретні або квантові) значення енергії і дискретні значення орбітальної швидкості. Тому електрон навколо ядра може рухатись тільки за певними орбітами. Кожній орбіті відповідає строго визначена енергія електрона або енергетичний рівень. Енергетичні рівні електронів відділені інтервалами, рівні яких електрони не можуть мати при переході з одної орбіти на іншу. Сукупність рівнів утворює енергетичний спектр електронів в атомі.

В звичайному стані (не збудженому) електрони в атомі розташовані на ближчих до ядра орбітах. Частково вільною може бути тільки зовнішня орбіта. При поглинанні енергії атомом будь-який електрон може перейти на більш високий вільний рівень (утворюється збуджений атом) або зовсім покинути атом (утворюється іон).

Взаємодія багатьох атомів в твердому тілі викликає зміщення і розщеплення енергетичних рівнів електронів. При об'єднанні в твердому тілі  $N$  однакових атомів кожний рівень енергії розщеплюється на  $N$  близько розташованих один біля одного енергетичних рівнів, які утворюють дозволена енергетичну зону. На рис. 2.1 відображено розщеплення енергетичних рівнів  $E_1$  і  $E_2$  електронів в атомі при утворенні системи з 6-ти однакових атомів ( $N=6$ );  $r$  – відстань між атомами [4, 16].

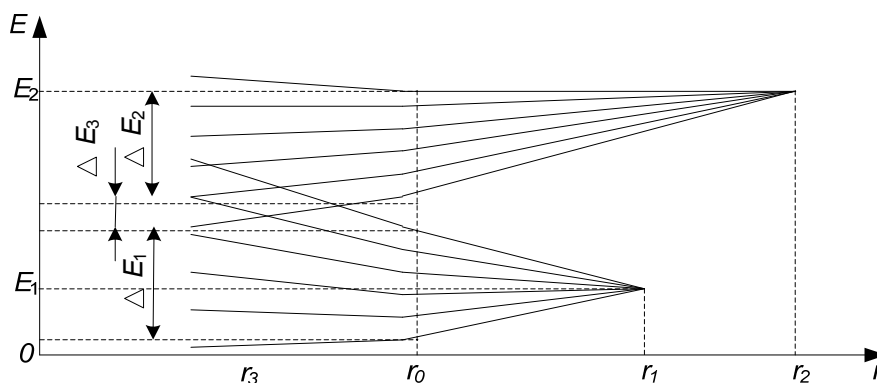


Рисунок 2.1 – Розщеплення енергетичних рівнів

При достатньо великій відстані між атомами вони практично не впливають один на одного. При зближенні на відстань  $r=r_2$  відбувається розщеплення рівня  $E_2$  на 6 дискретних значень. Подальше зменшення відстані  $r=r_1$  супроводжується розщепленням енергетичного рівня  $E_1$ . При деякому  $r=r_0$  в системі утворюються дві сукупності дискретних енергетичних ста-

нів, які лежать в інтервалах  $\Delta E_1$  і  $\Delta E_2$  і які називаються дозволеними енергетичними зонами. Ці зони при  $r=r_0$  розділені проміжком  $\Delta E_3$ , який не містить енергетичних станів. Цей проміжок є забороненою зоною [4, 16].

Заборонені зони відповідають таким значенням енергії, яких електрон мати не може. При подальшому зближенні атомів на відстань  $r=r_3$  відбувається перекриття зон  $\Delta E_1$  і  $\Delta E_2$ , тобто заповнення забороненої зони  $\Delta E_3$ , що призводить до руйнації атомів.

На рис. 2.2 графічно відображені енергетичні зони твердого тіла.

Рівні енергії, зайняті електронами при температурі 0 К, і відсутність зовнішніх впливів, утворюють в твердому тілі *заповнену зону*.

Сукупність енергетичних рівнів валентних електронів утворює так звану *валентну зону* (верхня частина заповненої зони).

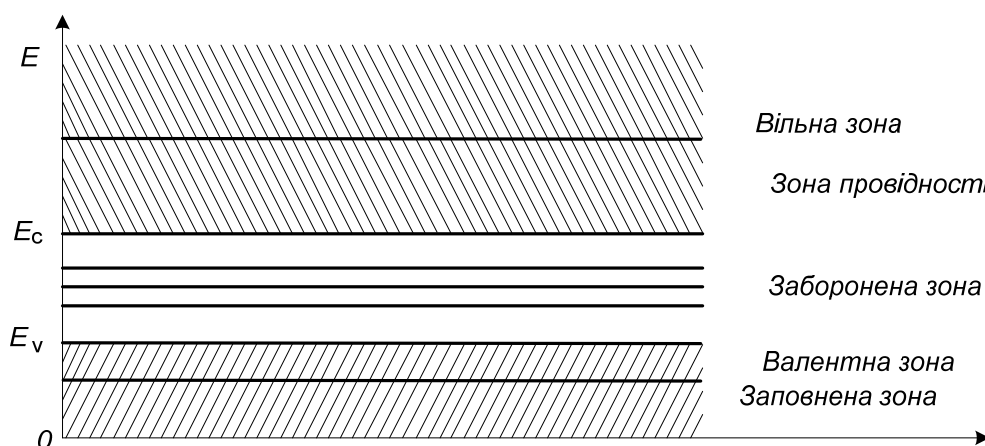


Рисунок 2.2 – Енергетичні зони твердого тіла

Дозволені рівні енергії, які вільні при  $T=0$  К, утворюють *вільну зону*. Нижня частина вільної зони називається *зоною провідності*, оскільки рівні, що входять в неї, можуть займати валентні електрони, які отримали додаткову енергію ззовні.

*Енергетичні рівні і енергетичні зони характеризують тільки енергетичні стани електрона, а не його геометричне розташування в твердому тілі.*

Електропровідність матеріалів визначається шириною забороненої зони. Провідність твердого тіла визначається енергією, яку потрібно надати валентним електронам, щоб вони перейшли на більш високий енергетичний рівень, який відповідає зоні провідності. При цьому електрони втрачають зв'язок з ядром і стають вільними.

У провідників заборонена зона відсутня, і валентні електрони легко переходять в зону провідності. У діелектриків ширина забороненої зони велика. Для переходу валентних електронів в зону провідності потрібна ене-

ргія не менша 3 еВ. Для напівпровідників заборонена зона в межах від 0,5 до 2 еВ.

На рис. 2.2  $E_c$  – це енергетичний рівень найнижчої границі зони провідності, а  $E_v$  – енергетичний рівень верхньої границі валентної зони. Процес зайняття електронами того чи іншого енергетичного рівня носить імовірнісний характер і є функцією розподілу Фермі.

В чистому (власному) напівпровіднику енергетичний рівень Фермі  $E_F$  розташований посередині забороненої зони.

Напівпровідникові матеріали (*Ge*-германій, *Si*-кремній, *Se*-селен, *GaAs*-арсенід галію, *GaP*-фосфід галію, *SiC*-карбід кремнію та інші) мають питомий опір  $10^{-4} \dots 10^{10}$  Ом/см. Для порівняння у провідників цей параметр дорівнює  $10^{-6} \dots 10^{-4}$  Ом/см, у діелектриків –  $10^{10} \dots 10^{15}$  Ом/см, тобто, за питомим опором напівпровідники займають проміжну область між провідниками і діелектриками. Ця межа досить умовна, оскільки при достатньо високій температурі діелектрик поводить себе як напівпровідник, а кожен чистий напівпровідник при дуже низьких температурах подібний діелектрику.

Характерною властивістю напівпровідників є велика зміна питомого опору під дією *електричного поля, світла або іонізованих частинок*, а також при введенні в напівпровідник *домішок* і при його *нагріві*.

Розглянемо деякий об'єм ідеальної кристалічної ґратки германію, якою є тетраедр, зображений на рис. 2.3, *а* у вигляді ґратки на площині.

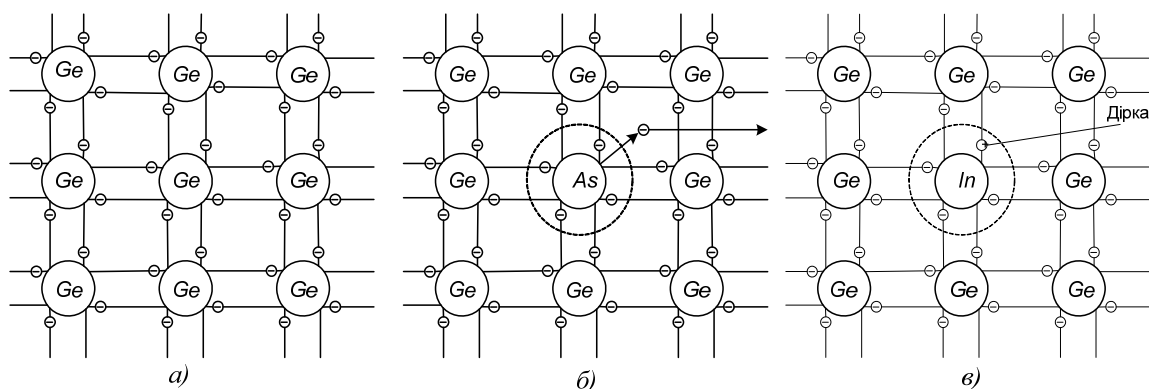


Рисунок 2.3 – Кристалічні ґратки германію

Атоми германію розташовані у вузлах ґратки і мають зв'язок із сусідніми атомами завдяки чотирьом валентним електронам. Подвійні лінії між вузлами ґратки умовно позначають ковалентний зв'язок між кожною двоєю електронів, які належать різним атомам. В ідеальному кристалі германію при температурі абсолютного нуля  $T=0$  К всі ковалентні зв'язки заповнені і кожен атом має добудовану оболонку з 8 електронів. Валентна зона повністю заповнена електронами, а зона провідності порожня.

Для германію ширина забороненої зони дорівнює 0,72 еВ. Тому для переходу електронів в зону провідності потрібне додаткове джерело енергії. Таким джерелом може бути тепло зовнішнього середовища. При температурі вищій абсолютного нуля частина електронів порушує ковалентні зв'язки і переходить в зону провідності. При цьому в валентній зоні з'являються вільні енергетичні рівні, які називають *дірками провідності* і які в електричних і магнітних полях поводять себе як частинки з зарядом зі знаком плюс. Процес утворення пар електрон-дірка називається *генерацією пар електрон-дірка* (рис. 2.4) [4, 16, 18].

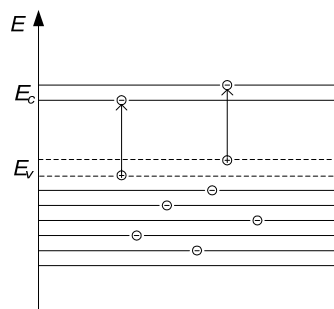


Рисунок 2.4 – Генерація пар електрон-дірка

Після з'явлення дірка під впливом теплової енергії здійснює хаотичний рух у валентній зоні так само, як і електрон в зоні провідності. При цьому є можливим процес захоплення електронів зони провідності дірками валентної зони. Процес зникнення пар електрон-дірка називається *рекомбінацією*. Цей процес супроводжується виділенням енергії, яка йде на нагрівання і, частково, на випромінювання.

Якщо до кристала напівпровідника прикласти електричне поле, то рух електронів і дірок набуде напрямку. Тобто, при температурі вищій абсолютного нуля кристал набуває здатності проводити електричний струм. Провідність визначається рухом обох видів носіїв – електронів і дірок. Загальна провідність дорівнює

$$\sigma = q_n n \mu_n + q_p p \mu_p, \quad (2.1)$$

де  $\sigma$  – провідність напівпровідника,  $n$  – концентрація електронів,  $p$  – концентрація дірок,  $\mu_n$ ,  $\mu_p$  – рухомість,  $q_n$ ,  $q_p$  – заряди електрона і дірки, відповідно.

Така провідність називається *власною*, а напівпровідник – власним напівпровідником. Ця провідність маленька і зростає зі збільшенням температури. Електронна і діркова провідності обумовлені рухом електронів. Однак в разі електронної провідності рухаються електрони зони провідності в напрямку, протилежному напрямку електричного поля. В разі дірко-

вої провідності рухаються електрони валентної зони, заповнюючи вакантні енергетичні рівні (дірки) в напрямку, протилежному руху дірок і електричного поля. Вільні електрони у валентній зоні з'являються в разі, коли теплової енергії достатньо для порушення ковалентного зв'язку, але недостатньо, щоб перевести електрон в зону провідності, перебороти заборонену зону.

Якщо в кристал германію або кремнію додати домішку з елементів 3-х або 5-ти груп таблиці Менделєєва, то цей напівпровідник називається *домішковим*. Домішкові напівпровідники мають більшу провідність ніж власні напівпровідники.

При внесенні в чистий германій домішки п'ятивалентного елемента (наприклад, миш'яку  $As$ ) атоми домішки заміщують у кутах кристалічної ґратки атоми германію (див. рис. 2.3, б). При цьому чотири з п'яти валентних електронів миш'яку утворюють ковалентні зв'язки з чотирма сусідніми атомами германію. П'ятий електрон виходить залишковим. Енергетичний рівень домішки  $E_D$  розташований в забороненій зоні біля дна зони провідності. Тому при кімнатній температурі залишкові електрони при отриманні невеликої енергії  $\Delta E_D = E_C - E_D$  переходять в зону провідності (рис. 2.5, а). У вузлах ґратки утворюються позитивно заряджені іони, а в об'ємі кристала рухаються залишкові електрони з енергією зони провідності. Оскільки  $\Delta E_D \ll \Delta E_Z$ , то кількість електронів з домішкового енергетичного рівня значно перевищує кількість електронів з валентної зони в процесі генерації пар електрон-дірка (маються на увазі ті електрони, що переходять в зону провідності). Тому кількість електронів в такому кристалі перевищує кількість дірок [4, 16].

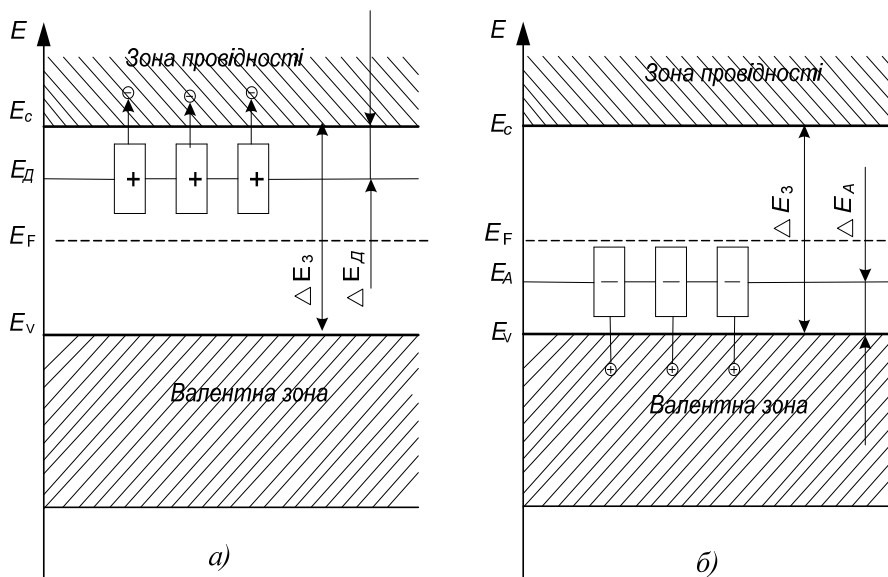


Рисунок 2.5 – Енергетичні зони напівпровідників

Цей напівпровідник має, в основному, електронну провідність або провідність  $n$ -типу ( $n$ -напівпровідник), а домішка називається *донорною*. Основними носіями заряду в цьому напівпровіднику є електрони, а неосновними – дірки. Рівень Фермі в цьому напівпровіднику зміщується в бік зони провідності залежно від концентрації основних носіїв – електронів  $n_n$ .

Якщо в кристал германію додати домішку тривалентного елемента (наприклад, індію  $In$ ), то атоми індію заміщують у вузлах решітки атоми германію (див. рис. 2.3, *в*). При цьому при утворенні ковалентних зв'язків одного електрона не вистачає, бо атоми індію мають лише три валентних електрони. Оскільки домішковий енергетичний рівень  $E_A$  лежить в забороненій зоні поблизу валентної зони германію, достатньо невеликої енергії (тепло навколишнього середовища)  $\Delta E_A = E_A - E_V \ll \Delta E_Z$ , щоб електрони з рівнів валентної зони перейшли на енергетичний рівень домішки, утворюючи ковалентні зв'язки. В результаті у валентній зоні (див. рис. 2.5, *б*) з'являються залишкові енергетичні рівні (дірки), а атоми індію перетворюються в негативні іони.

Кількість дірок при цьому перевищує кількість електронів. Цей напівпровідник має діркову провідність  $p$ -типу ( $p$ -напівпровідник). Така домішка називається *акцепторною*. В напівпровіднику  $p$ -типу основні носії – дірки, а неосновні – електрони. Рівень Фермі зміщується в бік валентної зони [4, 16].

## 2.2 Електронно-дірковий перехід

### 2.2.1 Енергетичні діаграми $p$ - $n$ переходу

Область, яка ділить напівпровідник на дві частини з різною провідністю, називається *електронно-дірковим переходом* або  *$p$ - $n$  переходом*. Він є основою більшості напівпровідникових пристроїв і влаштовується вплавленням або дифузією домішки в пластину монокристала напівпровідника, а також вирощуванням  $p$ - $n$  переходу з розплаву напівпровідника з деякою кількістю домішки. Залежно від способу виготовлення  $p$ - $n$  переходи бувають *сплавні*, *дифузні* та інші [1, 2, 4, 18].

При виготовленні  $p$ - $n$  переходу концентрація атомів донорної домішки в  $n$ -області складає  $N_D \approx 10^{15} \text{ см}^{-3}$ , а акцепторної домішки в  $p$ -області –  $N_A \approx 10^{18} \text{ см}^{-3}$ .

На межі  $p$ - $n$  переходу з'являється градієнт (перепад) концентрації носіїв заряду:  $n_n \gg n_p$  та  $p_p \gg p_n$ .

Під впливом градієнта концентрації заряди будуть дифундувати з області з більшою концентрацією в область з меншою, тобто електрони ди-

фундують в  $p$ -область, а дірки – в  $n$ -область. Цей рух основних носіїв є *дифузійним струмом  $p$ - $n$  переходу*

$$I_{\text{диф.}} = I_{n \text{ диф.}} + I_{p \text{ диф.}} \quad (2.2)$$

В результаті дифузійного струму примежовий шар збіднюється на рухомі основні носії заряду, що приводить до появи позитивного заряду в області  $n$ -типу і негативного заряду в області  $p$ -типу, наявність яких обумовлює появу електричного поля  $E$  (рис. 2.6, *a-b*). Це поле заважає подальшому зростанню струму основних носіїв. Наявність цього шару (ще він називається *замикальним шаром*) обумовлює появу в  $p$ - $n$  переході контактної різниці потенціалів  $0,3 \dots 0,8$  В, так званого *потенціального бар'єра*

$$\Phi_{k0} = \Phi_p - \Phi_n \quad (2.3)$$

Крім основних носіїв в напівпровідниках є неосновні носії – *теж електрони і дірки*, які, здійснюючи хаотичний рух (*дрейф*), потрапляють в зону дії потенціального бар'єра. Поле  $p$ - $n$  переходу є для них *прискорювальним*. Рух неосновних носіїв – *дрейфовий струм  $p$ - $n$  переходу*

$$I_{\text{др.}} = I_{n \text{ др.}} + I_{p \text{ др.}} \quad (2.4)$$

В результаті при кімнатній температурі встановлюється *термодинамічна рівновага струмів  $I_{\text{диф.}} - I_{\text{др.}} = 0$* .

Нерівновага концентрації носіїв зарядів в напівпровіднику з'являється при дії зовнішніх керувальних факторів: *світла, нагрівання, електричного поля*.

Середній час життя носіїв заряду називається *часом життя носіїв  $\tau$* , а середня відстань, яку за цей час пройдуть носії, – *дифузійною довжиною носіїв заряду  $L$*

$$L_{n(p)} = \sqrt{\tau_{n(p)} D_{n(p)}} \quad (2.5)$$

де  $D_n$  і  $D_p$  – *коефіцієнти дифузії*.

Величина  $1/\tau$ , *обернена часу життя носіїв*, визначає швидкість *рекомбінації*, і, таким чином, *швидкодію напівпровідникових приладів*.



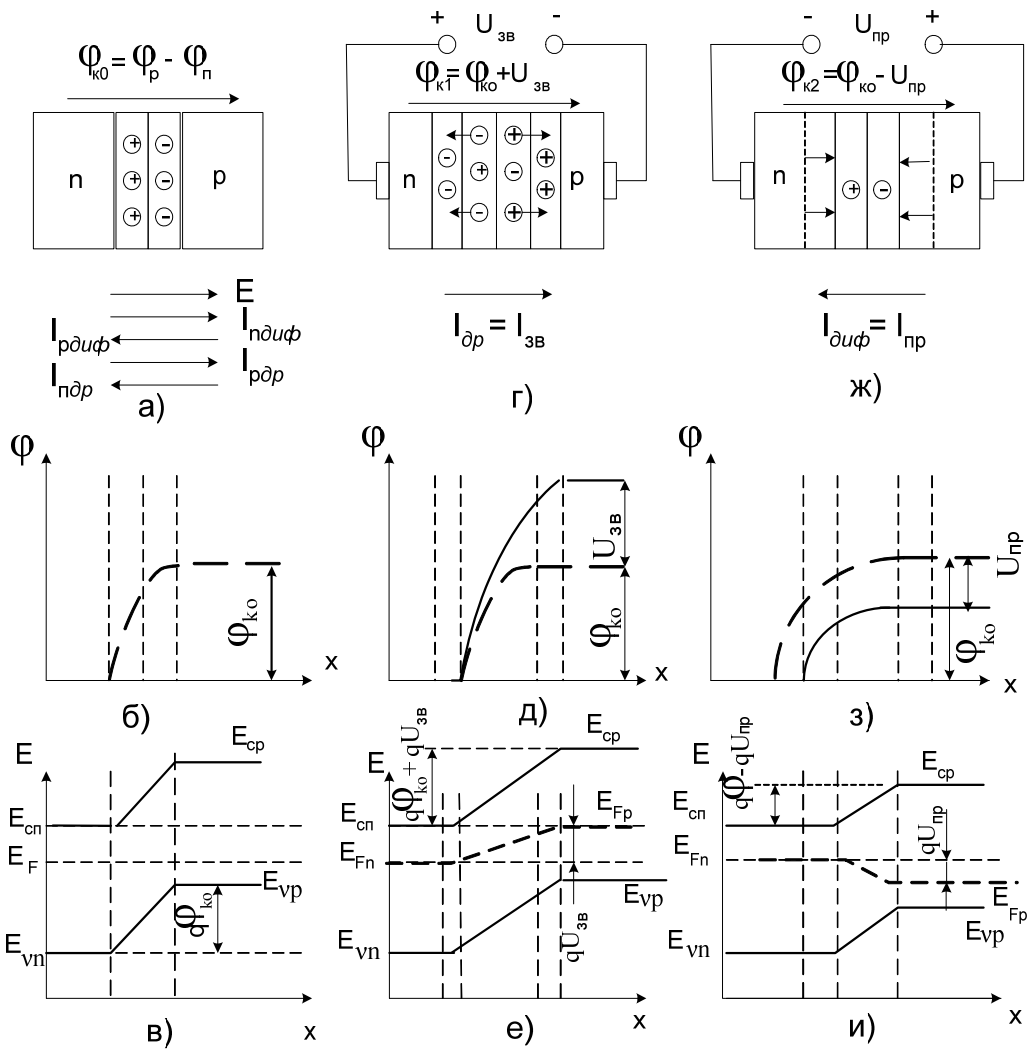


Рисунок 2.6 – Електронно-дірковий перехід

При підключенні до  $p-n$  переходу зовнішнього електричного поля рівновага струмів порушується. Поведінка носіїв заряду залежить від полярності прикладеної напруги.

Пряме ввімкнення  $p-n$  переходу наведено на рис. 2.6, ж–и. В цьому випадку дія зовнішнього поля протилежна дії поля переходу. Висота потенціального бар'єра зменшується

$$\Phi_{k2} = \Phi_{k0} - u_{пр}$$

Основні носії частково компенсують об'ємні заряди. Ширина збідненого шару  $p-n$  переходу і його опір дифузійному струму зменшуються. Дифузійна складова струму через перехід збільшується, а дрейфова – зменшується.

Поблизу  $p-n$  переходу з'являється велика кількість неосновних носіїв. При цьому з  $n$ -області в  $p$ -область інжектуються електрони, а з  $p$ -області в

*n*-область – дірки. Процес введення носіїв заряду через перехід в область, де вони є неосновними носіями при зниженні висоти потенціального бар'єра, називається *інжекцією*. Область напівпровідника, яка інjektує носії заряду, називається *емітером*, а область, в яку інjektуються носії заряду – *базою*.

При збільшенні  $U_{пр}$  ( $U_{пр} > 1В$ ) потенціальний бар'єр в *p-n* переході зникає,  $I_{др} \rightarrow 0$  і через перехід тече  $I_{диф}$  (струм основних носіїв).

Зворотне ввімкнення *p-n* переходу наведене на рис. 2.6, *з-е*. В цьому випадку зовнішнє електричне поле збігається з полем *p-n* переходу. Потенціальний бар'єр переходу зростає

$$\Phi_{k1} = \Phi_{k0} + u_{зв}.$$

Під впливом  $U_{зв}$  основні носії будуть дрейфувати з прилежового шару вглиб напівпровідника. При цьому ширина шару, збідненого основними носіями, збільшується. Опір *p-n* переходу для струму основних носіїв збільшується. Дифузійний струм зменшується і з ростом потенціального бар'єра прямує до нуля.

Для неосновних носіїв потенціальний бар'єр відсутній, і вони втягуються полем зовнішньої напруги в *p-n* перехід і виходять в область, де вони будуть основними носіями. Цей процес називається *екстракцією*.

При зворотному ввімкненні головну роль відіграє дрейфовий струм, який має невелику величину (струм неосновних носіїв). Цей струм називається *зворотним струмом насичення p-n переходу*.

### 2.2.2 Вольт-амперна характеристика

Вольт-амперна характеристика (ВАХ) *p-n* переходу – це залежність струму через перехід від величини і полярності прикладеної напруги. Аналітично ВАХ можна зобразити виразом [4, 16]

$$I = I_0 (e^{\frac{U}{\varphi_T}} - 1), \quad (2.6)$$

де  $I_0$  – зворотний струм насичення переходу;  $U$  – напруга, прикладена до переходу;  $\varphi_T$  – температурний потенціал, який дорівнює

$$\varphi_T = \frac{kT}{q},$$

де  $q$  – заряд електрона;  $k=1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град – постійна Больцмана;  $T$  – абсолютна температура.

Графічно дана ВАХ наведена на рис. 2.7.

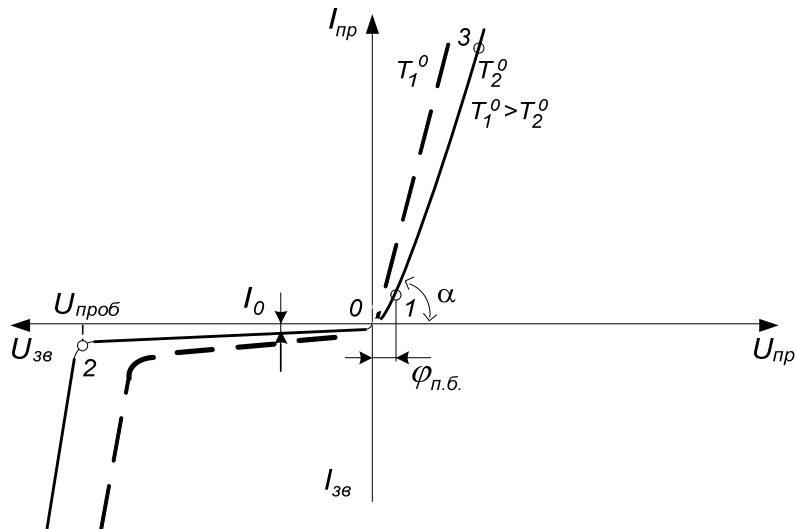


Рисунок 2.7 – Вольт-амперна характеристика  $p$ - $n$  переходу

Вона відображає процеси в  $p$ - $n$  переході, розглянуті раніше. При прямому включенні перехід має малий опір і через нього тече достатньо великий струм.

Починаючи з точки 1 потенціальний бар'єр зникає і характеристика  $p$ - $n$  переходу є прямою лінією, нахил якої залежить від опору бази. При зворотному ввімкненні опір переходу великий і через нього тече невеликий струм  $I_0$  – зворотний струм насичення. В точці 2 при  $U_{зв} = U_{проб}$  відбувається пробій переходу.

Розрізняють електричний (оборотний) і неелектричний (необоротний) пробої  $p$ - $n$  переходу.

Електричний (оборотний) пробій  $p$ - $n$  переходу буває двох типів: лавинний і тунельний.

*Лавинний пробій* з'являється в результаті внутрішньої електричної емісії електронів під впливом ударної іонізації атомів напівпровідника.

*Тунельний пробій* з'являється, коли довжина вільного пробігу носіїв заряду стає більше ширини  $p$ - $n$  переходу і ударна іонізація при цьому неможлива.

Електричний пробій називається *оборотним*, бо при зменшенні  $U_{зв}$  властивості  $p$ - $n$  переходу повертаються.

Необоротний пробій буває двох типів: тепловий і поверхневий.

*Тепловий пробій* виникає при нагріванні  $p$ - $n$  переходу, або при великому зворотному струмі через перехід, або від зовнішнього джерела тепла. В обох випадках перехід нагрівається, виникає додаткова генерація пар електрон-дірка, що призводить до зростання  $I_0$ . Провідність переходу зростає. Виникає тепловий (необоротний) пробій переходу, який виводить його з ладу.

Необхідно зауважити, що електричний пробій може також перейти в необоротний тепловий пробій, якщо не обмежити величину зворотного струму через  $p$ - $n$  перехід.

*Поверхневий пробій* виникає за рахунок появи великої кількості зарядів на поверхні напівпровідника. Для захисту від поверхневого пробою використовують спеціальне покриття.

Властивості  $p$ - $n$  переходу залежать від температури навколишнього середовища. При збільшенні температури підсилюється генерація пар електрон-дірка, зростає концентрація неосновних носіїв і провідність напівпровідника. На рис. 2.7 зображено дві характеристики переходу для різних температур ( $T_2 > T_1$ ).

При достатньому зростанні температури зворотний струм зростає настільки, що напівпровідник втрачає властивість провідності в один бік. Прямий струм  $p$ - $n$  переходу при нагріванні зростає не так суттєво, як зворотний. Це пояснюється тим, що величина прямого струму залежить, в основному, від концентрації домішки в напівпровідникові.

Властивості  $p$ - $n$  переходу залежать від частоти прикладеної напруги. Це пояснюється наявністю власної ємності між шарами напівпровідника з різними типами провідності.

При зворотній напрузі, прикладеній до  $p$ - $n$  переходу, носіїв зарядів обох знаків власне в переході мало. В цьому випадку перехід можна розглядати як ємність, величина якої залежить від величини об'ємного постійного заряду переходу, тобто від площі переходу, його ширини і діелектричної проникності напівпровідника. При невеликій напрузі носії зарядів протилежних знаків не залежать один від одного. При цьому величина бар'єрної ємності велика (ширина переходу невелика). Зі зростанням напруги ширина переходу зростає, бар'єрна ємність зменшується. Ця властивість дозволяє використовувати перехід як ємність, якою керує величина зворотної напруги.

Крім бар'єрної ємності  $p$ - $n$  перехід має дифузійну ємність, яка з'являється при прямому включенні за рахунок явищ інжекції. Але вона шунтована малим прямим опором переходу і тому не впливає на його роботу.

### 2.2.3 Тунельний ефект

Явище тунельного ефекту було відкрите в 1958 році японським вченим Лео Єсакі. Цей ефект спостерігається в  $p$ - $n$  переході на базі вироджених напівпровідників (концентрація атомів домішки  $10^{19} \dots 10^{20} \text{ см}^{-3}$ , що значно вище, ніж у звичайних напівпровідників), в яких рівень Фермі знаходиться в зоні провідності напівпровідника  $n$ -типу і в валентній зоні напівпровідника  $p$ -типу [4, 16].

Ширина  $p$ - $n$  переходу обернено пропорційна концентрації домішок, тому у вироджених напівпровідників питомий опір  $p$ - і  $n$ -областей малий і ширина переходу невелика.

В  $p$ - $n$  переходах вироджених напівпровідників спостерігається так званий квантово-механічний тунельний ефект, який полягає в тому, що носії заряду, які мають енергії менші, ніж висота потенціального бар'єра, мають кінцеву ймовірність проникнення скрізь вузький ( $\sim 0,01\mu\text{м}$ ) бар'єр, не змінюючи своєї енергії.

Розглянемо процеси, які здійснюються в такому  $p$ - $n$  переході. На ВАХ (рис. 2.8, а) вони відмічені окремими точками.

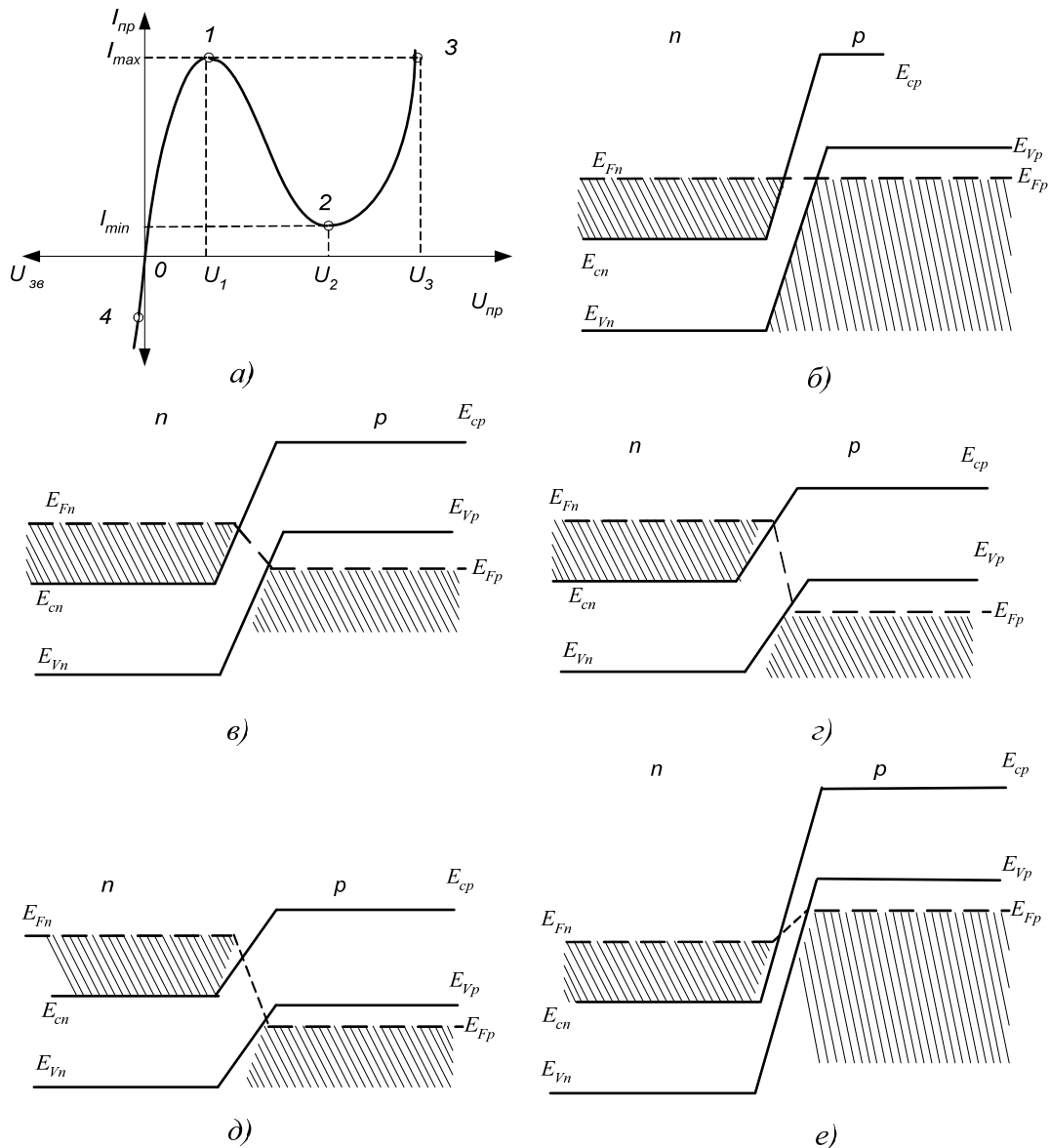


Рисунок 2.8 – ВАХ і енергетичні діаграми тунельного  $p$ - $n$  переходу

Точка 0. Перехід знаходиться в стані термодинамічної рівноваги, рівень Фермі по всій  $p$ - $n$  структурі не змінює свого значення. Верх валентної зони напівпровідника  $p$ -типу ( $E_{vp}$ ) знаходиться вище низу зони провідності напівпровідника  $n$ -типу ( $E_{cn}$ ). Маємо перекриття зон  $E_{vp} > E_{cn}$ . Для спрощен-

ня пояснення процесів будемо вважати, що енергетичні рівні, які лежать нижче рівня Фермі, повністю заповнені, а які лежать вище рівня Фермі – пусті. Заповнені енергетичні рівні зони провідності ( $n$ -область) лежать напроти заповнених рівнів валентної зони ( $p$ -область). Тунельні переходи електронів неможливі і сумарний струм через перехід дорівнює нулю (див. рис. 2.8, б).

*Ділянка 0–1.* При підключенні до  $p$ - $n$  переходу прямої напруги перекриття зон зменшується. Рівень Фермі  $p$ -області зміщується вниз відносно рівня Фермі  $n$ -області. Через перехід тече струм за рахунок тунельних переходів електронів з  $n$ -області в  $p$ -область. Зі зростанням прямої напруги перекриття зменшується, а тунельний струм зростає до точки 1. Рівень Фермі  $n$ -області збігається з верхом валентної зони  $p$ -області  $E_{vp}$ . Подальше зростання прямого струму зупиняється  $I_{пр}=I_{пр,max}$  (див. рис. 2.8, в).

*Ділянка 1–2.* При подальшому зростанні  $U_{пр}$  верх валентної зони  $p$ -області  $E_{vp}$  зміщується вниз відносно низу зони провідності  $n$ -області, і частина заповнених рівнів зони провідності з'являється напроти рівнів забороненої зони  $p$ -області. Кількість тунельних переходів електронів зменшується, тунельний струм теж зменшується. На ВАХ з'являється ділянка негативного диференціального опору. За рахунок зростання прямої напруги верх валентної зони  $p$ -області  $E_{vp}$  з'являється напроти низу зони провідності  $n$ -області  $E_{vp}=E_{cn}$ . Перекриття зон зникає. Тунельний (прямий) струм має мінімальне значення  $I_{пр}=I_{пр,min}$  (див. рис. 2.8, г).

*Ділянка 2–3.* Перекриття зон відсутнє. Тунельного ефекту немає. Через  $p$ - $n$  перехід тече звичайний дифузійний струм, який зростає з ростом прямої напруги (див. рис. 2.8, д).

*Ділянка 0–4.* До  $p$ - $n$  переходу підключена зворотна напруга. Перекриття зон збільшується. Рівень Фермі  $p$ -області йде вверх відносно рівня Фермі  $n$ -області. Напроти заповнених рівнів валентної зони  $p$ -області з'являються пусті рівні зони провідності  $n$ -області. Через перехід тече зворотний струм (тунельні переходи електронів з  $p$ -області в  $n$ -область). Із зростанням зворотної напруги перекриття зон зростає, тому зворотний тунельний струм зростає (див. рис. 2.8, е).

#### 2.2.4 Гетероперехід

Гетеропереходом називається  $p$ - $n$  перехід, утворений в результаті контакту напівпровідників з різною шириною забороненої зони. Раніше були розглянуті гомопереходи, утворені в результаті контакту напівпровідників з однаковою шириною забороненої зони. Прикладами гетеропереходів є переходи германій-кремній, германій-арсенід галію та інші [4, 16]. Енергетична діаграма  $p$ - $n$  гетеропереходу, в якому ширина забороненої зони діркового напівпровідника менша, ніж у електронного напівпровідника, наведена на рис. 2.9. Її особливістю є розрив енергетичних рівнів у валентній зоні  $\Delta E_v$ .

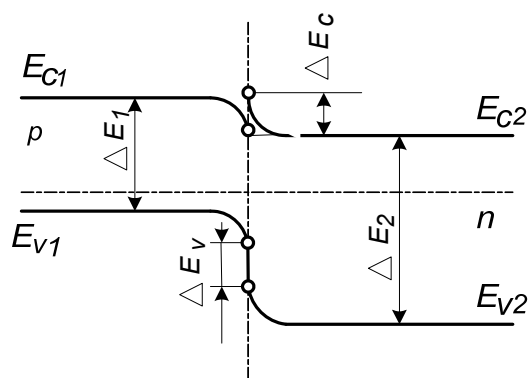


Рисунок 2.9 – Енергетична діаграма гетеропереходу

В зоні провідності величина розриву зумовлена різницею істинних робіт виходу електронів з  $p$ - і  $n$ -напівпровідників, а в валентній зоні, крім того, ще й нерівністю енергій  $E_{v1}$  і  $E_{v2}$ . Тому потенціальні бар'єри для електронів і дірок будуть різними: потенціальний бар'єр для електронів в зоні провідності менший, ніж для дірок у валентній зоні. При прикладанні до переходу прямої напруги потенціальний бар'єр для електронів зменшується, і електрони з  $n$ -напівпровідника будуть інжектуватись в  $p$ -напівпровідник.

Потенціальний бар'єр для дірок також зменшується, але може бути достатньо великим, щоб інжекції дірок з  $p$ -області в  $n$ -область практично не було. Це призводить до того, що інжекція носіїв струму йде тільки в одну з областей  $p$ - $n$  переходу, що важливо для високоякісної роботи багатьох пристроїв.

Гетероперехід може бути як між напівпровідниками різних типів провідності, так і між напівпровідниками одного типу провідності:  $n$ - $n$  або  $p$ - $p$ . При використанні гетеропереходів типу  $n$ - $n$  в прямій провідності беруть участь тільки основні носії струму – електрони. Тому при переключенні елемента з прямого ввімкнення на зворотне в ньому не буде відносно повільного зникнення неосновних носіїв, як у звичайних переходах, і час переключення може бути суттєво зменшений (0,1...1 нс).

### 2.2.5 Контакт метал-напівпровідник

Контакт метал-напівпровідник  $n$ -типу з випрямною властивістю має назву перехід Шотткі [1, 4, 17, 18]. Його особливістю відносно звичайного  $p$ - $n$  переходу є відсутність інжекції неосновних носіїв заряду. Ці переходи діють тільки на основних носіях, тому в елементах з переходом Шотткі відсутня дифузійна ємність, пов'язана з неосновними носіями, що суттєво зменшує час переключення. Крім того, спад напруги на відкритому переході Шотткі значно менший, ніж на звичайному переході, що відбувається за рахунок зростання кількості носіїв заряду, які беруть участь в утворенні

прямого струму через додаткову термоелектронну емісію, яка виникає за рахунок теплової енергії при протіканні хоча б невеликого струму через контакт з великим опором. На рис. 2.10 наведені енергетичні діаграми для ізольованих один від одного металу і напівпровідника, які розташовані у вакуумі. Для виходу електрона з металу у вакуум, йому потрібно надати енергію  $e\phi_M$ , а для виходу з напівпровідника –  $e\phi_N$ .

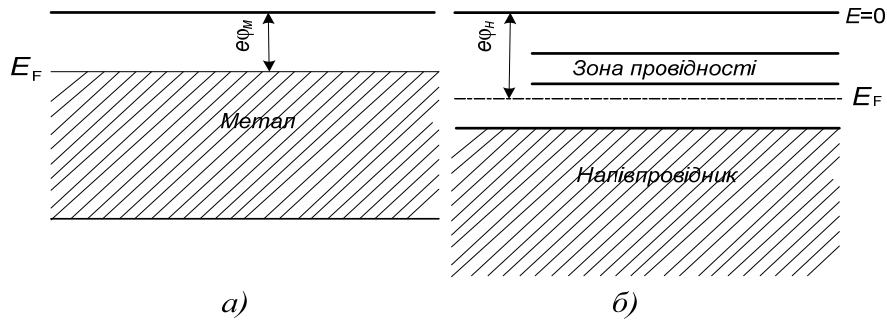


Рисунок 2.10 – Енергетичні діаграми металу і напівпровідника

Якщо робота виходу з металу вища ніж з напівпровідника, то при здійсненні контакту метал-напівпровідник, потік електронів з напівпровідника в метал буде переважним. В результаті метал заряджається негативно, а напівпровідник позитивно і між ними на кордоні контакту з'явиться контактна різниця потенціалів  $U_k$ . Направлене переміщення електронів буде до тих пір, поки їх рівні Фермі не зрівняються (рис. 2.11, а). Внаслідок виходу електронів з контактної області напівпровідника цей шар збіднюється носіями заряду і його опір збільшується. Ширина області просторового заряду в напівпровідниках складає одиниці мікрометра, а в металах – менша  $10^{-4}$  мкм, тому в контактній області енергетичні рівні напівпровідника викривляються доверху.

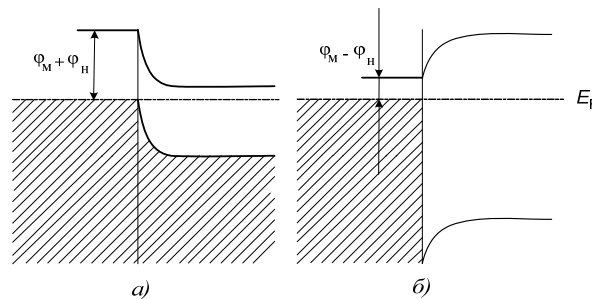


Рисунок 2.11 – Енергетичні діаграми контакту метал-напівпровідник



Для подолання бар'єра, який виник, і переходу з одної величини в іншу електрон повинен мати енергію на  $e(\phi_m + \phi_n)$  більшу, ніж енергія рівня Фермі. Контактний шар напівпровідника, збіднений носіями заряду, заважає протіканню струму через контакт, тобто є замикальним. Таким чином, при виникненні збідненого шару контакт металу з напівпровідником має випрямні властивості, а ВАХ цього контакту подібна характеристиці звичайного  $p-n$  переходу.

Якщо робота виходу з металу менша ніж з напівпровідника, то переважним буде перехід електронів з металу в напівпровідник. Контактний шар напівпровідника збагачується носіями заряду, концентрація електронів зростає, а опір зменшується (див. рис. 2.11, б). Цей опір малий при будь-якій полярності зовнішньої напруги, тому такі контакти не мають випрямних властивостей і використовуються для здійснення в мікросхемах омичних переходів, необхідних для приєднання тих або інших елементів до зовнішнього поля.

Свою назву перехід отримав на честь німецького фізика В. Шоттки, який зробив це відкриття в 1930 році.

### 2.2.6 Фотоефект в $p-n$ переході

У фотодіодах світлочутливим елементом є перехідна область між матеріалами з електронною і дірковою провідністю, тобто  $p-n$  перехід. На рис. 2.12, а зображена енергетична діаграма  $p-n$  переходу у рівновазі. Рівень Фермі  $E_F$  у всіх частинах схеми має одне положення. Область з дірковою провідністю містить енергетичний рівень акцепторної домішки  $A$ , на який електрони під впливом тепла перейшли з валентної зони. Область з електронною провідністю містить енергетичний рівень донорної домішки  $D$ , з якого електрони перейшли в зону провідності. В області шириною  $d_0$  присутнє контактне поле, що утворилось в результаті переходу деякого числа електронів із електронного напівпровідника в дірковий. Це поле утруднює потрапляння електронів і дірок в шар  $d_0$ , який є збідненим носіями і визначає струм через фотодіод.

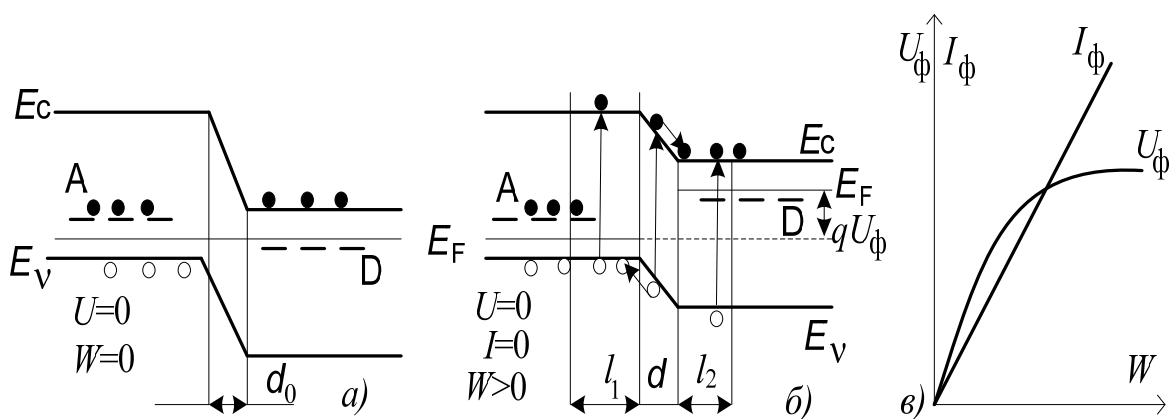


Рисунок 2.12 – Енергетичні діаграми фотодіода

При освітлюванні  $p$ - $n$  переходу світлом з енергією фотонів більшою ширини забороненої зони (див. рис. 2.12, б) по обидві сторони від переходу і в самому переході виникають пари електрон-дірка, які розділяються електричним полем, причому електрони рухаються в область з електронною провідністю, а дірки – в область з дірковою провідністю. Якщо на перехід не подана зовнішня напруга і коло розімкнуте, то освітлювання приводить до накопичення електронів в  $n$ -області і дірок в  $p$ -області. В результаті утворюється різниця потенціалів  $U_\phi$ , тобто з'являється фотоелектрична рушійна сила. Якщо зовнішнє коло замкнуте, то виникає фотострум. В таких умовах фотодіод працює як фотоелемент [4, 19, 20].

Для перетворення енергії сонячного проміння в електричну використовують  $p$ - $n$  переходи в кремнії ( $\Delta E=1\text{eV}$ ), коли всі фотони сонячного випромінювання здатні створювати електронно-діркові пари. Фото-е.р.с. таких фотоелементів становить декілька десятків вольт, тому їх часто з'єднують послідовно для отримання напруги в кілька вольт (сонячні батареї для космічних апаратів і іншої мети).

Напруга  $U_\phi$  зміщує перехід в прямому напрямку, знижує висоту бар'єра для електронів і дірок, що полегшує перетікання швидких електронів в  $p$ -область. Зі збільшенням світлового потоку  $W$  зростання  $U_\phi$  сповільнюється (див. рис. 2.12, в). Вольт-амперну характеристику  $p$ - $n$  переходу при освітлюванні можна записати так

$$I = I_n \left[ \exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right] - I_\phi, \quad (2.7)$$

де  $I_n$  – струм насичення в темноті;  $I_\phi$  – фотострум, що проходить через перехід;  $U$  – зовнішня напруга на переході.

Якщо у зовнішньому колі  $I=0$ , а  $U=U_\phi$ , то з (2.7) отримаємо

$$U_\phi = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_\phi}{I_n} + 1\right). \quad (2.8)$$

Оскільки  $I_\phi \sim W$ , то з (2.8) маємо нелінійну залежність  $U_\phi$  від  $W$  (напруга холостого ходу). Якщо фотоелемент ввімкнений у зовнішнє коло з малим опором, а зовнішня напруга також відсутня, то фотоелектрони не накопичуються в  $n$ -області і через перехід тече струм (так званий струм короткого замикання) пропорційний світловому потоку  $I_\phi \sim W$  (див. рис. 2.12, в).

Якщо  $p$ - $n$  перехід ввімкнений в запірному напрямку (на  $p$ -область подати мінус джерела напруги), то практично вся напруга буде потрапляти на збіднену область шириною  $d$ , і діаграма енергетичних зон набуде вигляду, наведеного на рис. 2.13, а.

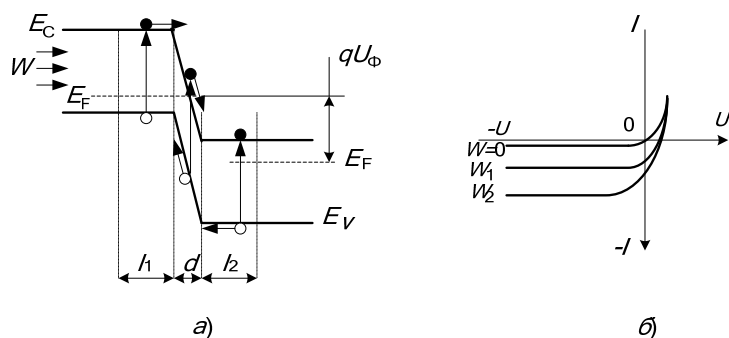


Рисунок 2.13 – Енергетична діаграма і ВАХ фотодіоду

Графіки вольт-амперних залежностей  $p-n$  переходу при освітлюванні наведені на рис. 2.13, б. При ввімкненні переходу в запірному напрямку і при  $qU \gg kT$  з (1.5) слідує, що  $I = -(I_n + I_\phi)$ . З підвищенням  $W$  фотострум  $I_\phi$  зростає і може значно перевищити темновий струм  $I_n$ .

Фотогальванічний ефект використовується у вентилях фотоелементах, фотодіодах, фототранзисторах, виготовлених на основі селену, германію, кремнію, сірчастого галію, сірчастого срібла та ін.

## 2.3 Поверхневі явища в напівпровідниках

### 2.3.1 Виникнення приповерхневого шару об'ємного заряду

Згідно з умовами електричної нейтральності, зарядження поверхні напівпровідника при заповненні поверхневих станів повинно супроводжуватись виникненням у поверхні шару об'ємного заряду, який нейтралізує поверхневий заряд. Нейтралізація відбувається за рахунок притягування носіїв заряду зі знаком протилежним знаку заряду поверхні і відштовхування носіїв однакового знаку. Тому поверхневий шар напівпровідника є збідненим носіями заряду однакового знаку зі знаком поверхневого заряду і збагаченим носіями протилежного знаку. Товщина приповерхневого шару об'ємного заряду, вздовж якого йде нейтралізація поверхневого заряду, залежить від концентрації носіїв заряду [4, 21].

В металах, які мають дуже велику ( $\approx 10^{22}$  см<sup>-3</sup>) концентрацію носіїв, нейтралізація відбувається вже на відстані декількох параметрів ґратки, а в напівпровідниках область об'ємного заряду простягається на велику глибину ( $10^{-4}$  см і більше). Зазвичай її приймають такою, що дорівнює так званій *дебайвській довжині екранування*  $L_d$ , яка має такий сенс:  $L_d$  – це відстань, уздовж якої потенціал поля в речовині з вільними носіями заряду зменшується в  $e$  разів.

Таким чином, біля поверхні напівпровідника є область, електричні властивості якої визначаються не об'ємними концентраціями домішок, а ве-

личиною поверхневого заряду. В цій області концентрація носіїв заряду може суттєво відрізнятись від об'ємної концентрації.

### 2.3.2 Викривлення енергетичних зон біля поверхні напівпровідника

Зарядження поверхні напівпровідника призводить до виникнення різниці потенціалів між поверхнею і об'ємом напівпровідника і, отже, викривлення енергетичних зон. При зарядженні поверхні негативно енергетичні зони викривляються вгору, бо при переміщенні електрона з об'єму до поверхні його енергія збільшується. При зарядженні поверхні позитивно зони викривляються донизу. Викривлення пролягає вглиб напівпровідника приблизно на дебаївську довжину  $L_D$  [4, 21].

На рис. 2.14 наведена енергетична діаграма напівпровідника  $n$ -типу, поверхня якого заряджена негативно.  $\Psi$  – це електричний потенціал, який характеризує викривлення зон, причому позитивні значення потенціалу відкладаються донизу. В об'ємі напівпровідника потенціал дорівнює  $\Psi_0$  (відповідає середині забороненої зони), на поверхні –  $\Psi_s$ ,  $\Phi_0$  – потенціал, який відповідає рівню Фермі. Тоді різниця потенціалів між рівнем Фермі і рівнем електростатичного потенціалу

$$\Phi = \Phi_0 - \Psi.$$

Якщо знайти добуток цього рівняння на заряд електрона отримаємо

$$q\Phi = E_F - E_i. \quad (2.9)$$

Якщо рівень Фермі  $E_F > E_{i0}$  пролягає вище середини забороненої зони, то  $q\Phi > 0$  (позитивне), а  $\Phi < 0$  (негативне). Якщо рівень Фермі пролягає нижче середини забороненої зони  $E_F < E_{i0}$ , то отримаємо  $q\Phi < 0$  (негативне), а  $\Phi > 0$  (позитивне). В об'ємі напівпровідника  $\Phi$  приймається таким, що дорівнює  $\Phi_0$ , а на поверхні –  $\Phi_s$ .

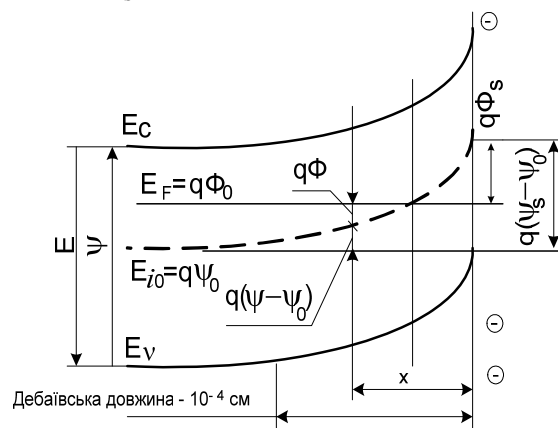


Рисунок 2.14 – Енергетична діаграма напівпровідника  $n$ -типу

Викривлення зон вимірюється різницею електростатичних потенціалів у приповерхневому шарі  $\Psi$  і в об'ємі напівпровідника  $\Psi_0$ , тобто величиною  $q(\Psi - \Psi_0)$ . На поверхні напівпровідника вона дорівнює  $q(\Psi_s - \Psi_0)$ . Для зон, викривлених доверху,  $\Psi - \Psi_0 < 0$  – викривлення негативне, для зон, викривлених донизу,  $\Psi - \Psi_0 > 0$  – викривлення позитивне.

Концентрація електронів і дірок в приповерхневому шарі дорівнює

$$n = n_i e^{q\Phi/kT} \text{ та } p = n_i e^{-q\Phi/kT}, \quad (2.10)$$

де  $k$  – постійна Больцмана.

Підставивши значення  $q\Phi$  з (2.9) отримаємо

$$n = n_i e^{E_F - E_i/kT} \text{ та } p = n_i e^{E_i - E_F/kT}. \quad (2.11)$$

По всій області приповерхневого шару, в якій середина забороненої зони  $E_{i0}$  пролягає нижче рівня Фермі  $E_F > E_{i0}$ , маємо  $n > n_i > p$ , і ця область напівпровідника має електронну провідність. Якщо крива  $\Psi(x)$  перетне рівень Фермі  $E_{i0} = E_F$ , буде  $n = p = n_i$ . В цій області напівпровідник поводить себе як власний. В області, де рівень Фермі пролягає нижче середини забороненої зони  $E_F < E_{i0}$  і  $p > n_i > n$ , напівпровідник має діркову провідність.

При формуванні приповерхневої області напівпровідника можливі три важливих випадки: збіднення, інверсія і збагачення.

*Збіднена область* (рис. 2.15, а) виникає в тому разі, якщо на поверхні напівпровідника з'являється поверхневий заряд, який за знаком збігається зі знаком основних носіїв струму, а за величиною не настільки великий, щоб відбулося перетинання кривої  $\Psi(x)$  з рівнем Фермі.

Викривлення зон веде до збільшення відстані від рівня Фермі до дна зони провідності напівпровідника  $n$ -типу і до вершини валентної зони напівпровідника  $p$ -типу.

*Інверсійна область* (рис. 2.15, б). При великій густині поверхневого заряду, за знаком, який збігається зі знаком основних носіїв заряду, крива електростатичного потенціалу  $\Psi(x)$  може перетнути рівень Фермі і пролягти вище нього в напівпровідниках  $n$ -типу і нижче нього – в напівпровідниках  $p$ -типу.

В цьому випадку відстань від рівня Фермі до стелі валентної зони (напівпровідник  $n$ -типу) менша, ніж відстань до дна зони провідності, в результаті концентрація неосновних носіїв струму (дірок) у поверхні вища, ніж концентрація основних носіїв, і тип провідності цієї області змінюється. Це явище називається *інверсією*, а шари, в яких вона спостерігається, називаються *інверсійними шарами*.

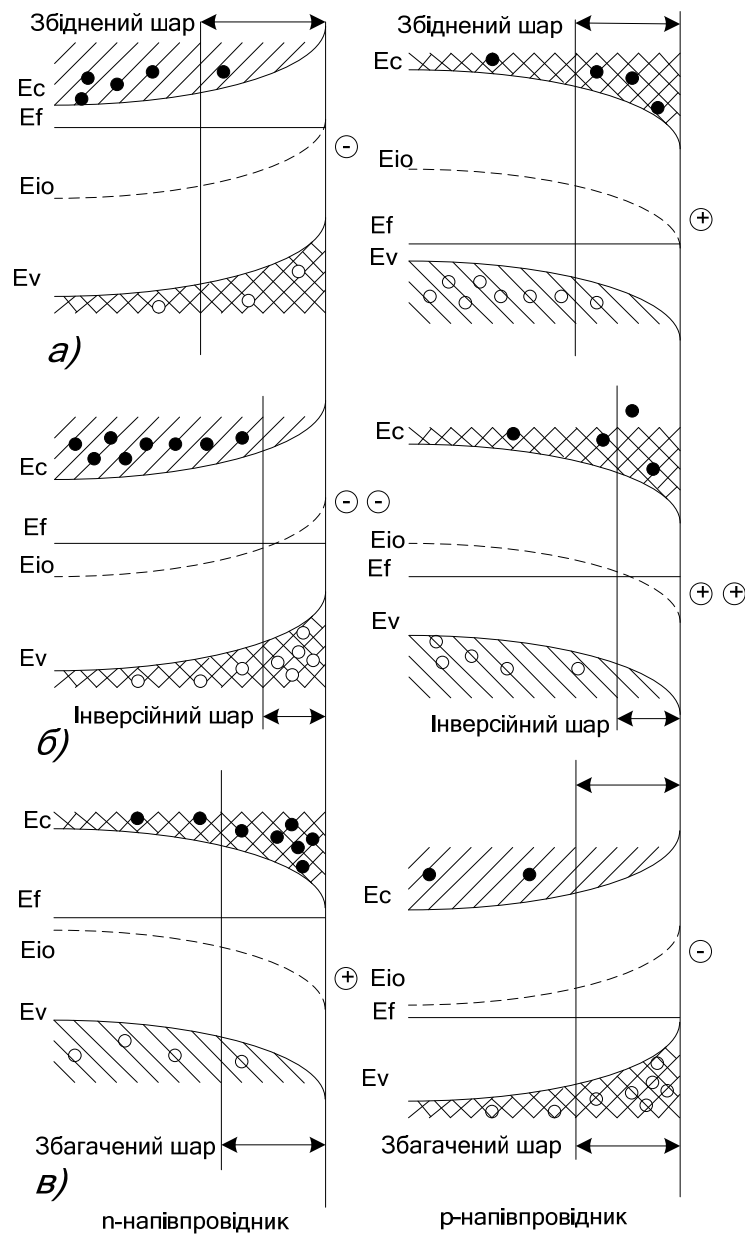


Рисунок 2.15 – Формування збідненого, інверсійного та збагаченого шарів

*Збагачена область* (рис. 2.15, в). Якщо знак поверхневого заряду протилежний знаку основних носіїв струму, то під його впливом йде притягання до поверхні основних носіїв струму і збагачення ними приповерхневого шару. Ці шари називаються *збагаченими*.

### 2.3.3 Метод ефекту поля

Для дослідження поверхневих явищ напівпровідника широке застосування отримав *метод ефекту поля* (рис. 2.16). Суть цього методу така: одну сторону напівпровідника покривають тонким шаром ізоляції, на протилежну наносять металевий електрод. За допомогою другого металевого електрода пластина підключається в електричне коло [4, 21].

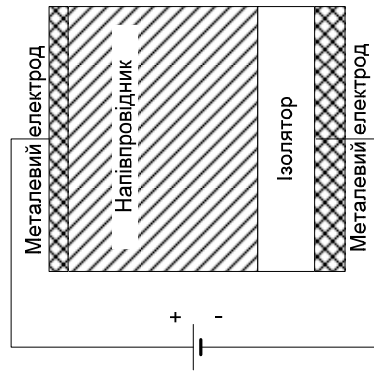


Рисунок 2.16 – Структура для дослідження методу ефекту поля

Отримана система може розглядатися як плоский конденсатор. При прикладанні до нього зовнішньої різниці потенціалів  $U$  на його обкладках індукується заряд

$$Q = CU.$$

В той час, як в металі індукований заряд  $Q$  локалізується на поверхні, в напівпровіднику він пролягає на значній величині від поверхні, що веде до викривлення енергетичних зон (рис. 2.17).

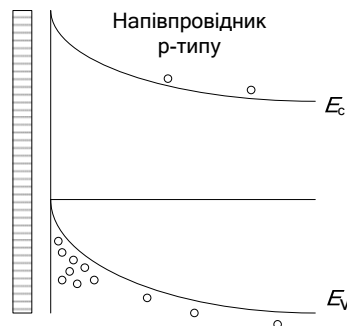


Рисунок 2.17 – Викривлення енергетичних зон

Викривлення зон веде до змін концентрації носіїв струму в приповерхневому шарі і, звичайно, до зміни його електропровідності. Явище зміни провідності напівпровідника під впливом поперечного електричного поля називається *ефектом поля*.

### Контрольні запитання та завдання

1. Що відбувається з енергетичними рівнями при зближенні атомів?
2. Що характеризують енергетичні рівні і зони?
3. Які матеріали мають заборонену зону?

4. Де розташований рівень Фермі власних напівпровідників?
5. Що сприяє утворенню пар електрон-дірка і як називається цей процес?
6. Чим визначається провідність напівпровідників?
7. Де розташований рівень Фермі напівпровідників  $n$ - і  $p$ -типу?
8. Як утворюється  $n$ - $p$  перехід?
9. Що таке дифузійна довжина носіїв заряду?
10. До чого призводить підключення зовнішнього електричного поля до  $n$ - $p$  переходу?
11. Як називається залежність струму від величини і полярності прикладеної напруги?
12. Які є електричні пробої  $n$ - $p$  переходу?
13. Що в  $n$ - $p$  переході підсилюється при зростанні температури і до чого це призводить?
14. Який струм зростає більше при зростанні температури і чому?
15. Яка ємність  $n$ - $p$  переходу більше впливає на частотні властивості останнього – бар'єрна чи дифузійна і чому?
16. В яких  $n$ - $p$  переходах спостерігається тунельний ефект?
17. Яку особливу гілку має ВАХ напівпровідників з тунельним ефектом?
18. Яку особливість має  $n$ - $p$  гетероперехід?
19. Чи може бути утвореним гетероперехід між напівпровідниками одного типу провідності?
20. Яка ємність відсутня в переході Шотткі?
21. До чого призводить зарядження поверхні напівпровідника?
22. На яку відстань пролягає викривлення енергетичної зони напівпровідника при зарядженні поверхні?
23. Які області виникають при зарядженні поверхні напівпровідника?
24. Який тип провідності має напівпровідник  $n$ -типу в інверсійній області?
25. Що змінюється в напівпровіднику під впливом поперечного електричного поля?
26. Як виникає фото-е.р.с.?
27. Чи можна використовувати фотодіод при прямій напрузі?



## Розділ 3 ЕЛЕМЕНТНА БАЗА НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИБОРІВ

### 3.1 Напівпровідникові діоди

*Напівпровідниковим діодом* називається прилад з двома виводами, який містить один електронно-дірковий перехід [16].

Найбільше застосування отримали германієві, кремнієві та арсенідо-галієві напівпровідникові діоди.

Історично першим напівпровідниковим діодом був кристалічний детектор, що використовувався в найпростіших (детекторних) радіоприймачах. Сьогодні сфера застосування напівпровідникових діодів поширилася настільки, що практично важко назвати вузол електронної апаратури, в якому б не використовувались ці винятково різні за призначенням напівпровідникові прилади.

Напівпровідникові діоди класифікуються за рядом ознак, найважливішими з яких є призначення, конструктивно-технологічні особливості, вид напівпровідникового матеріалу. За призначенням діоди поділяються на випрямні, високочастотні і надвисокочастотні, імпульсні, стабілітрони, тунельні, варікапи та інші; за конструктивно-технологічними особливостями – на площинні та точкові; за типом матеріалу – на германієві, кремнієві, селенові, арсенідо-галієві, карбідо-кремнієві, антимонідо-індієві та інші.

Принцип виготовлення точкового діода – тонкий дріт (голка) з домішкою завдяки імпульсу струму приварюється до пластини напівпровідника. Таким чином, біля голки утворюється мініатюрний *p-n* перехід. Наприклад, до пластинки германію приварюється дріт з покритого індієм вольфраму.

Площинні діоди виготовляють, головним чином, сплавленням або дифузією. Наприклад, в пластинку германію *n*-типу при температурі 500 °С вплавають краплю індію, яка, сплаваючись з германієм, утворює шар германію *p*-типу.

Дифузний метод виготовлення *p-n* переходу полягає в тому, що атоми домішки дифундують в основний напівпровідник. Дифузний метод використовують при виготовленні мезадіодів (від іспанського «меза» – стіл). Наприклад, пластинку германію *n*-типу нагрівають до 900 °С і поміщають в пари індію. Тоді на поверхні пластинки отримують шар германію *p*-типу. Далі пластинка покривається маскою і підлягає травленню. Маска захищає від травлення багато невеликих частин. В цих частинах і лишаються *p-n* переходи. Потім пластинку розпилюють на окремі діоди.

### 3.1.1 Випрямні діоди

Випрямні діоди (ВД) – це напівпровідникові діоди, призначені для перетворення змінного струму в постійний в обмеженому (від 50 Гц до 100 кГц) діапазоні частот [4, 16]. Крім того, ВД широко використовуються в схемах керування і комутації для обмеження паразитних викидів напруг, як елементи електричної розв'язки кіл і т. д. ВД виконуються на основі  $p-n$  переходу і мають дві області. Одна з них низькоомна (має велику концентрацію домішки – зазвичай, область з провідністю  $p$ -типу) і називається емітером. Інша область – база, яка більш високоомна (має меншу концентрацію домішки – зазвичай, область з провідністю  $n$ -типу). До емітера і бази підводяться металеві контакти, названі, відповідно, анодом і катодом.

В основі роботи ВД лежить властивість односторонньої провідності  $p-n$  переходу, яка полягає в тому, що останній добре проводить струм (має малий опір) при прямому вмиканні, і практично не проводить струм (має дуже високий опір) при зворотному вмиканні, тобто на властивості  $p-n$  переходу пропускати струм тільки в одному напрямку.

Для порівняння на рис. 3.1 наведені типові вольт-амперні характеристики германієвого і кремнієвого діодів. Кремнієві діоди мають в багато разів менші зворотні струми при однаковій напрузі, ніж германієві. Допустима зворотна напруга кремнієвих діодів досягає 1000...1500 В, в той час як у германієвих вона лежить в межах 100...400 В. Кремнієві діоди можуть працювати при температурах від мінус 60 до плюс 150 °С, а германієві тільки від мінус 60 до плюс 85 °С. Це зумовлене тим, що при температурах вищих 85 °С різко збільшується власна провідність германію, що приводить до неприпустимого зростання зворотного струму. Разом з тим пряме падіння напруги на кремнієвих діодах більше, ніж на германієвих. Це пояснюється тим, що у германієвих діодів можна отримати величину опору в прямому напрямку в 1,5–2 рази меншу, ніж у кремнієвих, при однаковому струмі навантаження. Тому потужність, що розсіюється всередині германієвого діоду, в стільки ж разів менша. В зв'язку з цим у випрямних приладах низької напруги застосовують германієві діоди.

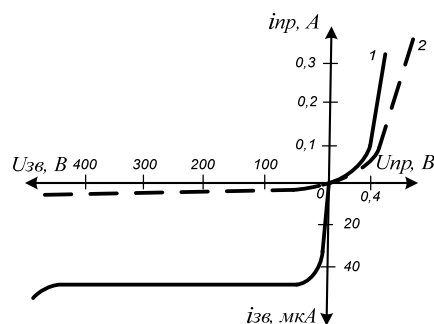


Рисунок 3.1 – Порівняльні вольт-амперні характеристики германієвого (1) і кремнієвого (2) діодів

До основних параметрів випрямних діодів відносять середній і максимально допустимий *прямий струм* і максимально допустиму постійну або змінну *зворотну напругу*.

При розробці випрямних схем може виникнути необхідність отримати випрямлений струм, що перевищує гранично допустиме значення для одного діода. В цьому випадку застосовують паралельне включення однотипних діодів (рис. 3.2, а).

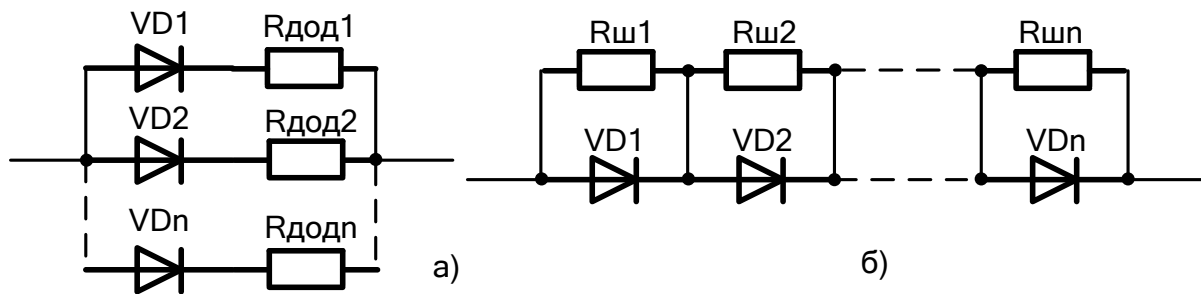


Рисунок 3.2 – Паралельне (а) і послідовне (б) з'єднання випрямних діодів

Для вирівнювання струмів, що протікають через діоди, послідовно з діодами включаються омичні додаткові резистори  $R_{\text{дод}}$  порядку декількох Ом. Це дозволяє штучно зрівняти прямі опори діодів, які для різних зразків приладів можуть бути істотно різними. У високовольтних колах часто використовують послідовне з'єднання діодів (рис. 3.2, б). При такому з'єднанні напруга розподіляється між всіма діодами. Для забезпечення надійної роботи діодів паралельно кожному з них необхідно підключити резистор (порядку 100 кОм) для вирівнювання зворотних опорів. В цьому випадку величина напруги на всіх діодах буде однаковою.

### 3.1.2 Високочастотні та імпульсні діоди

*Високочастотні* діоди є більш універсальними, ніж випрямні, тому їх ще називають *універсальними* діодами. Вони можуть працювати у випрямлячах змінного струму, як і випрямні діоди, і, крім того, у модуляторах, детекторах, різних перетворювачах електричних сигналів у широкому діапазоні частот (сотні мегагерц). Їхнім недоліком (порівняно з випрямними діодами) є менша навантажувальна спроможність [4, 16].

Високочастотні діоди ранніх розробок були точковими. Зараз застосовують мікросплавні високочастотні напівпровідникові діоди з площинними *p-n* переходами дуже малих розмірів. Порівняно з точковими такі діоди мають більші допустимі струми і кращі характеристики за зворотним вмиканням. Пряма гілка ВАХ таких діодів за формою не відрізняється від ВАХ випрямних діодів. Зворотний струм має менше значення, ніж у випрямних діодах через малу площу *p-n* переходу, але на ВАХ практично відсутня ділянка насичення і за рахунок струмів термогенерації і відтоку

зворотний струм рівномірно зростає. Основним параметром високочастотних діодів є бар'єрна ємність  $C_D$ . Чим менша  $C_D$ , тим ширший частотний діапазон діода. Зазвичай  $C_D < 1$  пФ. На надвисоких частотах ( $f_{\max} > 1000$  МГц, надвисокочастотні діоди) на роботу діода впливає його інерційність, що разом із наявністю  $C_D$  обмежує частоту застосування діодів. Значення постійних прямих струмів точкових діодів практично не перевищує 50 мА, значення допустимих зворотних напруг – 150 В. У мікро-сплавних діодах ці параметри дещо вищі.

Імпульсні діоди є різновидом високочастотних діодів і призначені для використання їх як ключових елементів в імпульсних схемах. Їх конструкція, ВАХ, статичні і динамічні параметри практично не відрізняються від високочастотних і надвисокочастотних діодів [4, 16].

Якщо на діод (з емітером  $p$ -типу) подати різнополярні прямокутні імпульси (рис. 3.3, а), то в моменти зміни полярності форма вихідних сигналів відрізняється від прямокутної через перехідні процеси (рис. 3.3, б). При стрибкоподібній зміні вхідної напруги з негативної на позитивну в момент часу  $t_1$  на діоді з'являється стрибок напруги. При сталості прямого струму, сила якого, в основному, визначається значенням опору навантаження  $R_n \gg R_{np.id}$ , цей стрибок викликаний збільшенням у перехідному процесі прямого опору діода  $R_{np.id}$  через інжекцією в базу великої кількості неосновних носіїв (дірок), які сповільнюють наростання прямого струму. Після закінчення деякого часу дірки в базі частково рекомбінують з електронами (час установа прямого опору  $\tau_{уст} = t_2 - t_1$ ), а частково переміщуються вглиб бази, і прямий опір знижується до свого сталого значення.

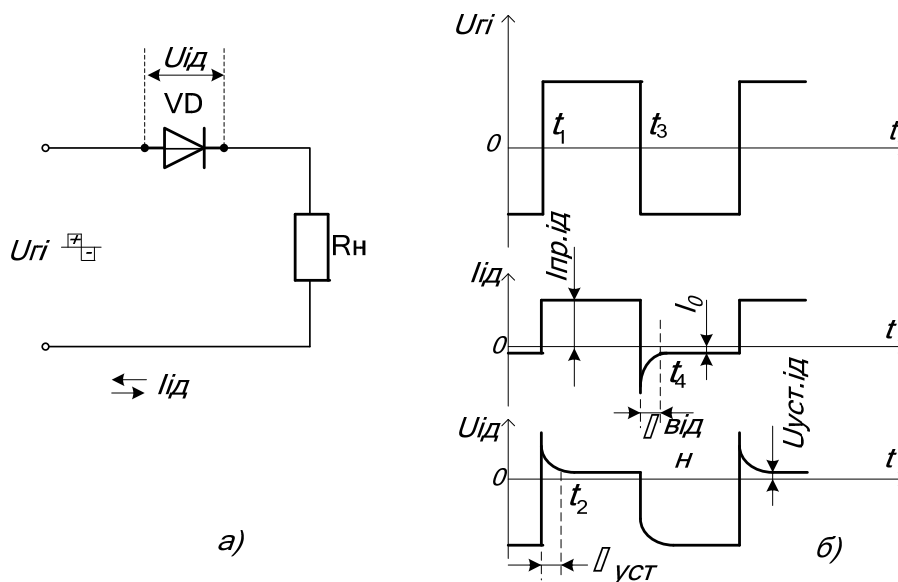


Рисунок 3.3 – Схема ввімкнення (а) та діаграми (б) напруг і струму електричного кола з імпульсним діодом

При зміні напруги вхідного сигналу з позитивної на негативну, в момент часу  $t_3$  має місце стрибок вихідного струму, який потім зменшується до свого сталого значення. Це відбувається за рахунок екстракції дірок в емітер (процес виведення неосновних носіїв з бази), що в перехідному процесі створює додатковий зворотний струм діода і, відповідно, зменшує його зворотний опір  $R_{зв.ід}$ . Перехідний процес має тривалість часу відновлення зворотного опору  $\tau_{відн} = t_4 - t_3$ , після закінчення якого зворотний опір набуває свого сталого значення.

Таким чином, для отримання імпульсних діодів необхідне зменшення тривалості перехідних процесів, для чого зменшують дифузійну  $S_{диф}$  і бар'єрну  $S_{бар}$  ємності діодів, що можливо за рахунок зменшення товщини бази, збільшення її питомої провідності, зменшення об'єму  $p-n$  переходу, зменшення часу життя неосновних носіїв у базі і т. п.

### 3.1.3 Стабілітрони

Явище електричного пробоя, небезпечне для звичайних діодів, знаходить корисне застосування в кремнієвих площинних діодах, що отримали назву *стабілітронів* або *опорних діодів* [4, 16].

При виготовленні стабілітронів найширше використовуються сплавний і дифузійно-сплавний способи отримання  $p-n$  переходів. Вхідним матеріалом при виготовленні стабілітрона слугує пластинка кремнію  $n$ -типу. В неї вплавляється алюміній, що є акцепторною домішкою для кремнію. Кристал з  $p-n$  переходом зазвичай поміщають в герметичний металевий корпус.

Нормальним режимом роботи стабілітронів є робота при відповідному зворотному електричному пробояі  $p-n$  переходу.

Варто відзначити, що лавинний механізм електричного пробоя (*ефект Зінера*)  $p-n$  переходу спостерігається як у кремнієвих, так і у германієвих діодах. Однак виділення тепла, що супроводжує процес, призводить у германію до додаткової теплової генерації носіїв заряду, що викривляє картину лавинного пробоя. Тому як матеріал для напівпровідникових стабілітронів використовується кремній, який має більш високу температурну стабільність.

В прямому напрямку вольт-амперна характеристика стабілітрона практично не відрізняється від прямої гілки будь-якого кремнієвого діода. Обернена гілка її має вигляд прямої вертикальної лінії, що йде майже паралельно осі струмів (рис. 3.4). Тому при зміні в широких межах струму спад напруги на приладі практично не змінюється. Ця властивість кремнієвих діодів і дозволяє використати їх як стабілізатори напруги.

Оскільки електричний пробій настає при порівняно низькій зворотній напрузі, потужність, що виділяється в  $p-n$  переході, навіть при значних зворотних струмах буде невеликою, що захищає  $p-n$  перехід від теплового (необоротного) пробоя. Перевищення гранично допустимого зворотного

струму стабілітрона призводить, як і в звичайних діодах, до виходу приладу з ладу. Основними параметрами стабілітронів є:

*напруга стабілізації*  $U_{ст}$  – падіння напруги на стабілітроні в області стабілізації при номінальному значенні струму;

*мінімальний струм стабілізації*  $I_{ст.мін}$  – значення струму через стабілітрон, при якому виникає тривкий пробій;

*максимальний струм стабілізації*  $I_{ст.макс}$  – найбільше значення струму через стабілітрон, при якому потужність розсіювання на стабілітроні не перевищує допустимого значення;

*диференціальний опір*  $R_{ст}$  – відношення приросту напруги на стабілітроні до приросту струму в режимі стабілізації, що характеризує ступінь стабільності напруги стабілізації при зміні струму пробою.

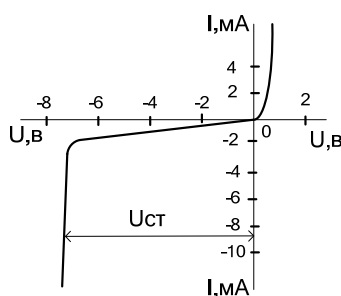


Рисунок 3.4 – Вольт-амперна характеристика стабілітрона

Найбільш проста розповсюджена схема стабілізатора постійної напруги на кремнієвому стабілітроні наведена на рис. 3.5. Схема являє собою дільник напруги, який складається з резистора  $R_0$  і стабілітрона  $VD$ . При зміні напруги живлення  $U_{вх}$  напруга на стабілітроні і на навантаженні  $R_H$  змінюється незначно, в чому і полягає стабілізуюча дія схеми.

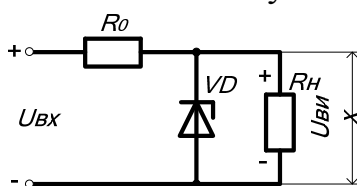


Рисунок 3.5 – Схема стабілізатора постійної напруги на стабілітроні

Одна з можливих схем стабілізатора змінної напруги на кремнієвих стабілітронах наведена на рис. 3.6, а. Напруга мережі через трансформатор  $T$  надходить в схему, яка складається з резистора  $R_0$  і зустрічно з'єднаних стабілітронів  $VD1$  і  $VD2$ . Змінна напруга обмежується на рівні напруги стабілізації  $U_{ст}$  стабілітронів  $VD1$  і  $VD2$ . В результаті цього на виході отримується напруга  $U_{вих}$  трапецеїдальної форми (рис. 3.6, б). При зміні величини вхідної напруги амплітуда вихідної напруги залишається постій-

ною, а діюче значення змінюється незначно (за рахунок деякої зміни площі трапецій).

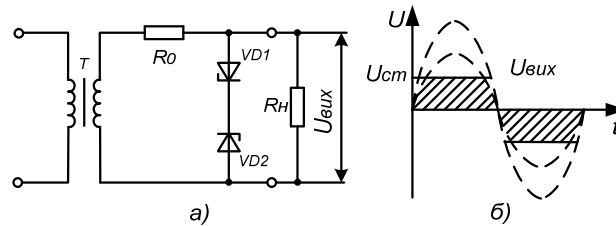


Рисунок 3.6 – Стабілізатор змінної напруги (а) і форма напруги на виході (б)

Стабілітрони використовуються для стабілізації напруги джерел постачання, а також для фіксації рівнів напруги у різних схемах (звідси походить їх друга назва «опорні діоди»). Стабілізацію низьковольтної напруги в межах 0,3...1 В можна одержати при використанні прямої гілки ВАХ кремнієвих діодів, які називаються *стабісторами*. Існують також двосторонні (симетричні) стабілітрони, які мають симетричну ВАХ відносно початку координат.

### 3.1.4 Тунельні діоди

*Тунельним* називається напівпровідниковий діод, у якому використовується тунельний механізм перенесення носіїв заряду через  $p-n$  перехід. Тунельні діоди виготовляють з германію або арсеніду галію з високою концентрацією домішки (вироджені напівпровідники). Це дозволяє одержати дуже вузький  $p-n$  перехід. На відміну від розглянутих раніше діодів у таких переходах виникають умови для відносно вільного тунельного проходження електронів через потенціальний бар'єр (тунельний ефект). Тунельний ефект призводить до появи на прямій гілці ВАХ діода ділянки з негативним опором (рис. 3.7, а) [4, 16].

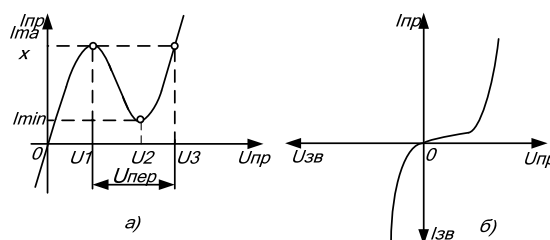


Рисунок 3.7 – ВАХ тунельного (а) і оберненого (б) діодів

Оскільки тунельний струм не пов'язаний з порівняно повільними процесами дифузії і дрейфу електронів, тунельні діоди є практично безінерційними приладами. До переваг тунельних діодів варто віднести широкий

інтервал робочих частот і температур, малу споживану потужність, високий припустимий рівень радіації, здатність використання для посилення електричних сигналів. Їхніми недоліками є низький діапазон робочої напруги і струму, а також несумісність технології виготовлення з технологією виготовлення інтегральних схем, що перешкоджає їх широкому впровадженню в сучасну апаратуру. Крім того, для використання тунельних діодів-двополюсників у підсилювачах необхідні складні кола розв'язки між входом і виходом пристрою, що також обмежує їхнє застосування. Робочим для тунельних діодів є пряме ввімкнення.

Тунельні діоди знаходять застосування в перемикальних, підсилювальних і генераторних схемах. Унаслідок того, що вони працюють при низьких робочих напругах, тунельні діоди мають потребу у високостабільних джерелах напруги живлення. Різновидом тунельних діодів є *обернені* діоди. Це тунельні діоди, у яких максимум струму на прямій гілці ВАХ або незначний, або повністю відсутній (рис. 3.7, б). Провідність обернених діодів в області малої зворотної напруги вища, ніж при прямій.

### 3.1.5 Варикапи

*Варикапами* називаються напівпровідникові діоди, робота яких основана на використанні залежності бар'єрної ємності  $p-n$  переходу від прикладеної зворотної напруги [4, 16]. Ємністю варикапів можна керувати, змінюючи величину зворотної напруги на  $p-n$  переході. Варикапи мають низьку інерційність, високу добротність, низький рівень шумів на високих частотах, малі габарити, високі температурну стабільність і надійність.

Типова вольт-фарадна характеристика варикапа наведена на рис. 3.8. Мінімальна ємність  $C_{min}$  визначається максимально припустимою зворотною напругою, що не приводить до пробоя  $p-n$  переходу. Ємність  $C_{max}$  залежить від заданої початкової напруги на варикапі  $U_{зв.поч}$ . Звичайно до варикапа прикладається невелика змінна напруга  $U_{\sim}$  і постійна напруга зсуву ( $U_{зс} \gg U_{\sim}$ ). Їхнє сумарне значення може змінюватися від  $U_{max}$  до  $U_{min}$ . При цьому значення ємності для змінної складової напруги змінюється від  $C_{min}$  до  $C_{max}$ . Значення  $U_{зс}$  складає одиниці-десятки вольт; коефіцієнт перекриття за ємністю  $K_{\epsilon} = C_{max}/C_{min}$  – декілька одиниць;  $C_{max}$  – десятки пікофарад.

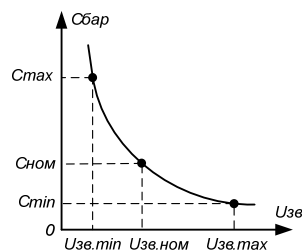


Рисунок 3.8 – Типова вольт-фарадна характеристика варикапа



Варикапи широко застосовуються в різних схемах для автоматичного підстроювання (зміни) частоти, у параметричних підсилювачах та ін. Варикап, призначений для застосування в діапазоні надвисоких частот у параметричних підсилювачах, називається *параметричним діодом* [16].

### 3.1.6 Світловипромінювальні діоди

Як малоінерційні джерела випромінювання застосовують світловипромінювальні діоди (*світлодіоди*) [4, 16], які працюють при прямій напрузі.

Випромінювання напівпровідникового діода спостерігав ще на початку 20-х років ХХ ст. в радіолабораторії Нижнього Новгороду О. Лосєв під час своїх експериментів з генерації електричних коливань за допомогою кристалічного детектора. Однак вивчення цього явища почалося лише з середини 50-х років минулого століття.

Принцип роботи світлодіодів такий. При прямій напрузі в напівпровідниковому діоді йде інжекція носіїв заряду з емітера в базу. Якщо концентрація електронів *n*-області більша, ніж концентрація дірок в *p*-області, йде інжекція електронів. Інжектвані електрони рекомбінують з основними носіями бази, в цьому випадку з дірками *p*-області. Рекомбінуючі електрони переходять з більш високих рівнів зони провідності на більш низькі рівні верхньої межі валентної зони. Це супроводжується виділенням фотона, енергія якого приблизно дорівнює ширині забороненої зони,

$$hc/\lambda \approx \Delta E,$$

де  $\lambda$  – довжина хвилі випромінювання.

Підставивши в дану формулу постійні величини отримаємо

$$\Delta E \approx 1,23/\lambda. \quad (3.1)$$

З цього відношення випливає, що для випромінювання видимого світла з довжиною хвилі від 0,38 до 0,78 мкм напівпровідник повинен мати ширину забороненої зони більшу 1,7 еВ.

Германій і кремній непридатні для отримання інжекційних світлодіодів, бо в них ширина забороненої зони дуже мала. Для сучасних світлодіодів використовують, головним чином, фосфід галію *GaP*, карбід кремнію *SiC*, а також потрійні сполуки галій, алюміній, миш'як *GaAlAs* або галій, миш'як, фосфор *GaAsP* та інші. Явище інжекційної люмінесценції має місце і серед напівпровідників з шириною забороненої зони менше 1,7 еВ, але в інфрачервоній області спектра. При цьому на кристал інфрачервоного випромінювача наносять плівку антистоксового люмінофора і отримують видиме випромінювання.

Механізм антистоксової люмінесценції полягає в тому, що ці плівки послідовно отримавши (поглинувши) два фотони з довжиною хвилі  $\lambda_1$ , при переході в рівноважний стан випромінюють фотон з довжиною хвилі

$\lambda_2 \geq \lambda_1/2$ , наприклад, таким чином є можливість отримання зеленого світіння ( $\lambda=0,55$  мкм), якщо на кристал інфрачервоного випромінювача ( $\lambda \approx 1$  мкм) нанести плівку антистоксового люмінофора.

Для прикладу на рис. 3.9 наведені дані світлодіода типу АЛ301. Основні параметри світлодіодів: сила світла; яскравість; постійна пряма напруга (2...3 В); колір випромінювання і довжина хвилі, які відповідають максимальному світловому потоку; максимально допустимий постійний прямий струм (десятки міліампер); максимально допустима зворотна напруга (одиниці вольт).

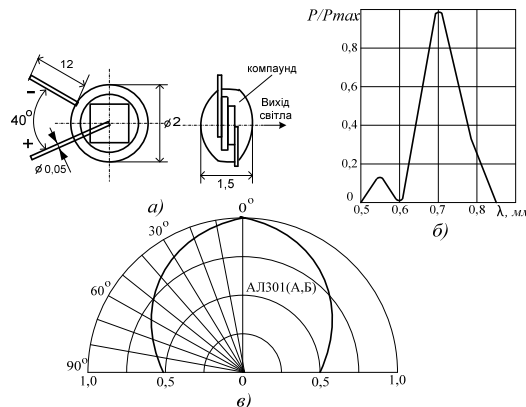


Рисунок 3.9 – Світлодіод типу АЛ301: конструкція (а);  
спектральна характеристика (б)  
і діаграма спрямованості випромінювання (в)

Для світлодіодів використовуються такі характеристики:

- характеристика яскравості (залежність яскравості від струму);
- світлова характеристика (залежність сили світла від струму);
- спектральна характеристика (залежність випромінювання від довжини хвилі);
- вольт-амперна характеристика така ж, як і у випрямного діода;
- діаграма спрямованості випромінювання, що визначається конструкцією діода. Може бути спрямована або розсіяна (дифузна).

Останнім часом світові фірми (Cotco International, Hewlett-Packard, Agilent Technologies та інші) почали випуск над'яскравих світлодіодів з такими параметрами:

- максимальний прямий струм до 300 мА;
- пряма напруга 2,2...3,6 В;
- мінімальний світловий потік 5...21 лм;
- довжина хвилі від 465 до 630 нм.

Деякі параметри світлодіодів залежать від температури. Так, наприклад, зі зростанням температури змінюється яскравість і сила світла.

## 3.2 Біполярні транзистори

Серед напівпровідникових приладів, які використовують як пристрої для перетворення електричних сигналів, важливе місце займають транзистори. Це напівпровідникові прилади, що можуть підсилювати потужність і мають три або більше виводів. В транзисторах може бути різне число переходів між областями з різною електропровідністю [1, 4].

Найбільш поширені транзистори з двома  $n$ - $p$  переходами, які називають *біполярними*, бо їх робота заснована на використанні носіїв заряду обох знаків. Перші транзистори були точкові, але працювали недостатньо стійко. Зараз виготовляються і використовуються виключно площинні транзистори.

Такий транзистор – це пластина германію або кремнію, або іншого напівпровідника, в якій зроблено три області з різною електропровідністю. Наприклад, транзистор типу  $n$ - $p$ - $n$ , який має середню область з дірковою, і дві крайні області – з електронною провідністю. Поширено використовують також транзистори типу  $p$ - $n$ - $p$ , в яких діркову електропровідність мають дві крайні області, а середня має електронну електропровідність.

Середня область транзистора називається *базою*, одна крайня область – *емітером*, інша – *колектором*. Таким чином, транзистор має два  $n$ - $p$  переходи: емітерний – між емітером і базою і колекторний – між базою і колектором. Відстань між ними повинна бути дуже мала (між колектором і емітером), не більше одиниць мікрон, тобто область бази повинна бути дуже тонка. Це є умовою кращих характеристик транзистора.

Для величин, що стосуються бази, емітера і колектора, використовують як індекси літери «б», «е» і «к». Транзистор може працювати в трьох режимах залежно від напруги на його переходах. При роботі в *активному режимі* на емітерному переході напруга пряма, а на колекторному – зворотна. *Режим відсічки* або *запирання* досягається зворотною напругою на обох переходах. Якщо на обох переходах напруга пряма, то транзистор працює в *режимі насичення*. *Активний режим* є основним.

В схемах з транзисторами звичайно з'являється два кола. *Вхідне* (керувальне) коло призначене для управління роботою транзистора. У *вихідному* (керованому) колі отримують підсилені коливання.

Для величин, які стосуються вхідного і вихідного кіл, використовують індекси «вх» і «вих» або цифри 1 і 2.

### 3.2.1 Фізичні процеси

Розглянемо спочатку, як працює транзистор типу  $n$ - $p$ - $n$  в режимі без навантаження, якщо включені тільки джерела постійних напруг живлення  $E_1$  і  $E_2$  і полярність їх така, що на емітерному переході напруга пряма, а на колекторному – зворотна. Тому опір емітерного переходу малий і для

отримання струму порядку одиниць міліампер достатньо напруги  $E_1$  в десяті частки вольта [1, 4].

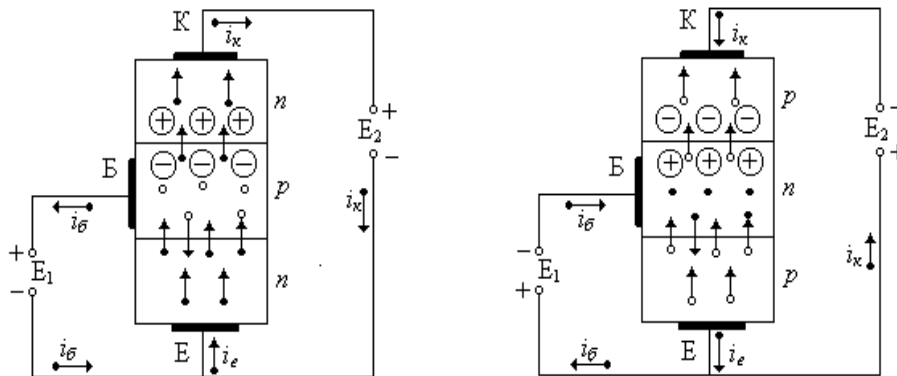


Рисунок 3.10 – Рух електронів і дірок в транзисторах типу  $n-p-n$  і  $p-n-p$

Опір колекторного переходу великий і напруга  $E_2$  звичайно складає одиниці або десятки вольт. Зі схеми на рис. 3.10 видно, що напруги між електродами транзистора пов'язані залежністю

$$U_{ке} = U_{кб} + U_{бе}. \quad (3.2)$$

При роботі транзистора в активному режимі зазвичай  $U_{бе} \ll U_{кб}$ , тому напруга між колектором і емітером

$$U_{ке} \approx U_{кб}. \quad (3.3)$$

Вольт-амперна характеристика емітерного переходу – це характеристика напівпровідникового діода при прямому струмі. А вольт-амперна характеристика колекторного переходу подібна характеристиці діода при зворотній напрузі.

Принцип роботи транзистора полягає в тому, що пряма напруга емітерного переходу, тобто гілки база-емітер ( $U_{бе}$ ), суттєво впливає на струми емітера і колектора (чим більша ця напруга, тим більші вказані струми). Таким чином, напруга  $U_{бе}$ , тобто вхідна напруга, керує струмом колектора. Підсилювання електричних коливань транзистором ґрунтується на цьому явищі.

Фізичні процеси в транзисторі проходять так [5]: при зростанні вхідної напруги  $U_{бе}$  знижується потенціальний бар'єр в емітерному переході і відповідно зростає струм через цей перехід – струм емітера  $i_e$ . Електрони інжектуються з емітера в базу і завдяки дифузії йдуть крізь базу в колекторний перехід, підвищуючи струм колектора. Оскільки колекторний перехід працює при зворотній напрузі, то в цьому переході виникають об'ємні за-

ряди  $\oplus$  і  $\ominus$ , показані на рис. 3.10. Між ними виникає електричне поле. Це поле сприяє руху (екстракції) через колекторний перехід електронів, які перейшли сюди з емітера, тобто втягує електрони в область колекторного переходу. Якщо товщина бази достатньо мала і концентрація дірок в ній невелика, то більшість електронів, проходячи крізь базу, не встигає рекомбінувати з дірками бази і досягає колекторного переходу. Тільки невелика частина електронів рекомбінує в базі з дірками. В результаті цього виникає струм в базі. Дійсно, в сталому режимі кількість дірок в базі повинна бути незмінною. За рахунок рекомбінації кожену секунду декілька дірок зникає, але стільки ж нових дірок з'являється за рахунок того, що з бази йде в напрямку до плюса джерела  $E_1$  таке ж число електронів. Інакше кажучи, в базі не може накопичуватися багато електронів. Якщо деяке число інжектованих в базу з емітера електронів не дійде до колектора, а залишиться в базі, рекомбінуючи з дірками, то таке ж число електронів повинно йти з бази у вигляді струму  $i_b$ . Оскільки струм колектора виходить меншим струму емітера, то, відповідно до першого закону Кірхгофа, завжди між струмами є співвідношення

$$i_e = i_k + i_b. \quad (3.4)$$

Струм бази непотрібний і навіть шкідливий. Бажано, щоб він був якомога меншим. Звичайно  $i_b$  складає малу частку (процент) струму емітера, тобто  $i_b \ll i_e$ , а відтак, струм колектора незначно менший за струм емітера, тобто можна вважати, що

$$i_k \approx i_e. \quad (3.5)$$

Виключно для того, щоб струм  $i_b$  був якнайменшим, базу роблять дуже тонкою і зменшують в ній концентрацію домішки.

Якщо база матиме значну товщину і концентрацію дірок, то більша частина електронів емітерного струму, дифундуючи крізь базу, рекомбінуватиме з дірками і не дійде до колекторного переходу. Струм колектора не зростає би за рахунок електронів емітера, а спостерігалось б тільки зростання струму бази.

Коли до емітерного переходу напруга не прикладена, то можна вважати, що струм в цьому переході практично відсутній. В цьому випадку область колекторного переходу має великий опір постійному струму, бо основні носії зарядів віддаляються від цього переходу. Крізь колекторний перехід тече тільки дуже невеликий зворотний струм, який з'являється завдяки неосновним носіям, тобто електронам з  $p$ -області і діркам з  $n$ -області.

Але якщо під впливом вхідної напруги з'явився струм емітера, то в області бази з боку емітера інжектуються електрони, які для цієї області є неосновними носіями. Не встигаючи рекомбінувати з дірками при дифузії крізь базу, вони йдуть до колекторного переходу. Інакше кажучи, зі зростанням емітерного струму зростає концентрація неосновних носіїв в базі, а чим більше цих носіїв, тим більший струм колектора  $i_k$ .

*Термінологія.* **Емітером** називається область транзистора, призначення якої інжекція носіїв заряду в базу. **Колектором** називають область, призначення якої екстракція носіїв заряду з бази. А **база** – це область, в яку інжектуються емітером неосновні для цієї області носії заряду.

Потрібно відмітити, що емітер і колектор можна поміняти місцями (інверсний режим). Але в транзисторах, зазвичай, колекторний перехід робиться зі значно більшою площею, ніж емітерний, бо потужність, що розсіюється в емітерному переході, менша, ніж в колекторному. Тому якщо використовувати емітер як колектор, то транзистор буде працювати, але його можна буде використовувати при значно меншій потужності, що нецільно.

Ми розглянули фізичні явища в транзисторі  $n-p-n$  типу. Подібні процеси проходять в транзисторі  $p-n-p$  типу, але в ньому міняються ролями електрони і дірки, а також змінюється полярність напруг і напрямки струмів. В транзисторі типу  $p-n-p$  з емітера в базу інжектуються не електрони, а дірки.

Роботу транзистора можна зобразити за допомогою потенціальної діаграми (рис. 3.11). Потенціал емітера прийнято за нульовий. В емітерному переході є невеликий потенціальний бар'єр. Чим більша напруга  $U_{be}$ , тим нижчий цей бар'єр.

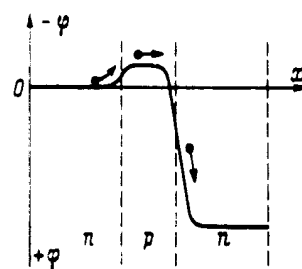


Рисунок 3.11 – Потенціальна діаграма роботи транзистора

Колекторний перехід має значну різницю потенціалів, яка прискорює електрони. В механічній моделі кульки (електрони) за рахунок власних швидкостей підіймаються на бар'єр (емітерний перехід), проходять крізь базу, а потім прискорено скочуються з гірки (колекторний перехід).

Крім розглянутих процесів в транзисторах потрібно враховувати ще низку явищ. Суттєво впливає на роботу транзистора опір бази  $R_{\delta 0}$ , тобто

опір, який чинить база струму (нуль в індексі означає, що дана величина стосується постійного струму). Цей струм тече до виводу бази в напрямку, перпендикулярному до напрямку емітер-колектор. Оскільки база дуже тонка, то в напрямку від емітера до колектора, тобто для струму  $i_{к.}$ , опір бази дуже малий і його не враховують, а в напрямку до виводу бази опір бази  $R_{б0}$  (його називають поперечним) досягає сотень Ом, оскільки база в цьому напрямку аналогічна дуже тонкому провіднику. Напряга на емітерному переході завжди менша, ніж напряга  $U_{бе}$  між выводами бази і емітера, оскільки частка напруги лягає на опір бази. Еквівалентна схема транзистора для постійного струму зображена на рис. 3.12.

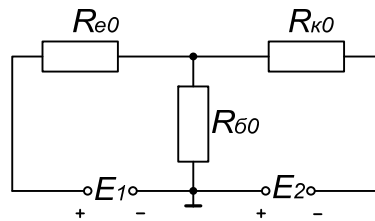


Рисунок 3.12 – Еквівалентна схема транзистора для постійного струму

На цій схемі  $R_{e0}$  опір емітера, в який входить опір емітерного переходу і емітерної області. Значення  $R_{e0}$  у малопотужних транзисторах досягає десятків Ом. Напряга на емітерному переході – десяті частки вольта, а струм емітера – одиниці міліампер. У більш потужних транзисторах  $i_{e0}$  більший та  $R_{e0}$  відповідно менший. Даний опір приблизно визначається за формулою (в омах):  $R_{e0} \approx 25/i_e$ , де струм  $i_e$  визначається в міліамперах.

Опір колектора  $R_{к0}$  практично є опором колекторного переходу і складає одиниці і десятки кілоом. Схема на рис. 3.12 є досить приблизною.

Встановимо співвідношення між струмами в транзисторі. Струм емітера керується напругою на емітерному переході, але до колектора дійде менший струм, який можна назвати *керованим колекторним струмом*  $i_{к.кер}$ . Частина інжектованих з емітера в базу носіїв рекомбінує. Тому керований колекторний струм дорівнює

$$i_{к.кер} = \alpha i_e, \quad (3.6)$$

де  $\alpha$  – коефіцієнт передачі струму емітера, який є основним параметром транзистора, при нормальних струмах має значення від 0,950 до 0,998. Чим слабша рекомбінація інжектованих носіїв в базі, тим ближче даний коефіцієнт до 1.

Через колекторний перехід йде дуже невеликий (не більше одиниць мікроампер) некерований зворотний струм  $i_{к0}$  (рис. 3.13), який називають *по-*

чатковим струмом колектора. Він неперервний, тому що не йде через емітерний перехід.

Таким чином повний колекторний струм дорівнює

$$i_k = \alpha i_e + i_{k0}. \quad (3.7)$$

В багатьох випадках  $i_{k0} \ll i_e$  і можна вважати, що повний колекторний струм дорівнює керованому колекторному струму згідно з формулою (3.6). Якщо потрібно виміряти  $i_{k0}$ , це роблять при відірваному дроті емітера. Дійсно, при  $i_e=0$ , струм  $i_k = i_{k0}$ .

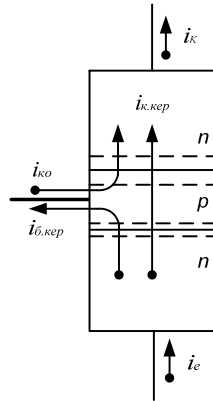


Рисунок 3.13 – Рух струмів через транзистор

Перетворимо формулу (3.7) так, щоб зобразити залежність струму колектора від струму бази, для цього замінимо струм емітера на його значення з формули (3.4) і отримаємо

$$i_k = \alpha(i_k + i_b) + i_{k0}.$$

Розв'яжемо це рівняння відносно  $i_k$  і отримаємо

$$i_k = \frac{\alpha}{1-\alpha} i_b + \frac{i_{k0}}{1-\alpha}.$$

Позначимо  $\frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta$  та  $\frac{i_{k0}}{1-\alpha} = i_{ке0}$  і отримаємо кінцевий вираз

$$i_k = \beta i_b + i_{ке0}, \quad (3.8)$$

де  $\beta$  – коефіцієнт передачі струму бази, який дорівнює декільком десяткам. Наприклад, якщо  $\alpha=0,95$ , то  $\beta=19$ , а якщо  $\alpha=0,99$  (більший всього на



0,04), то  $\beta=99$ , тобто зростає більше, ніж в п'ять разів. Коефіцієнти  $\beta$  та  $\alpha$  відносять до важливих параметрів транзистора, вони не є строго постійними, а залежать від режиму роботи транзистора. Якщо відомий коефіцієнт  $\beta$ , то можна підрахувати коефіцієнт  $\alpha$  за формулою

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}. \quad (3.9)$$

Струм  $i_{ке0}$  називають *початковим наскрізним струмом*, бо він протікає крізь весь транзистор. В тому випадку, коли  $i_b=0$  (обірваний провід бази) з виразу (3.8) маємо  $i_k = i_{ке0}$ . Даний наскрізний струм складає десятки і сотні мікроампер і значно переважає початковий струм колектора  $i_{к0}$  (приблизно у  $\beta$  разів). Відносно великий струм  $i_{ке0}$  пояснюється тим, що частка напруги  $U_{ке}$  прикладена до емітерного переходу в прямому напрямку.

### 3.2.2 Схеми ввімкнення

Використовують три основні схеми ввімкнення транзисторів в підсилювачах або інших каскадах. В цих схемах один з елементів транзистора є загальною точкою входу і виходу каскаду. Щоб запобігти помилок потрібно пам'ятати, що під *входом* (*виходом*) розуміють точки, між якими діє *вхідна* (*вихідна*) *змінна напруга*. Не слід розглядати вхід і вихід при постійній напрузі [1, 4].

*Схема з загальним емітером* (ЗЕ). Дана схема зображена на рис. 3.14 і є найбільш поширеною, бо вона дає найбільше підсилювання потужності. Коефіцієнт підсилювання струму  $k_i$  цього каскаду є відношенням амплітуд (або діючих значень) вихідного і вхідного змінних струмів, тобто змінних складових струмів колектора і бази,

$$k_i = I_{m \text{ вих}} / I_{m \text{ вх}} = I_{m \text{ к}} / I_{m \text{ б}}.$$

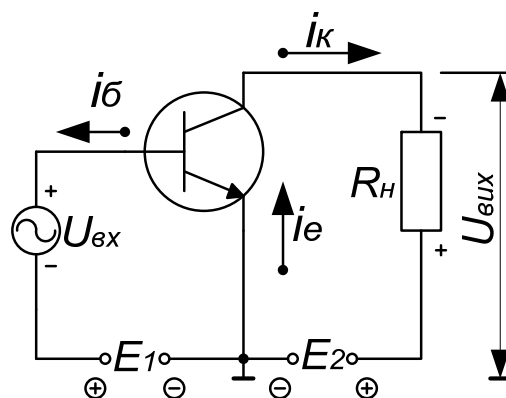


Рисунок 3.14 – Схема ввімкнення транзистора з загальним емітером

Підсилювальну властивість транзистора при ввімкненні його за схемою ЗЕ характеризує *статичний коефіцієнт передачі струму*, позначений  $\beta$ . Оскільки він повинен характеризувати сам транзистор, то його вимірюють в режимі без навантаження, при постійній напрузі колектор-емітер  $U_{ке} = const$ , як відношення зміни струму колектора до зміни струму бази

$$\beta = \Delta i_k / \Delta i_b.$$

Коефіцієнт  $\beta$  сягає десятків і навіть сотень одиниць, а реальний коефіцієнт підсилювання струму  $k_i$  завжди значно менший, бо при ввімкненні навантаження струм  $i_k$  зменшується.

Коефіцієнт підсилювання напруги  $k_u$  дорівнює відношенню амплітудних або діючих значень вихідної і вхідної змінної напруг. Вхідною є змінна напруга база-емітер  $U_{бе}$ , вихідною – напруга на резисторі навантаження  $U_R$ , або, що однаково, напруга між колектором і емітером  $U_{ке}$

$$k_u = U_{m\text{ вих}} / U_{m\text{ вх}} = U_{mR} / U_{m\text{ бе}} = U_{m\text{ ке}} / U_{m\text{ бе}}.$$

Напруга база-емітер не перевищує десятих часток вольт, а вихідна напруга сягає одиниць десятків вольт. Тому  $k_u$  має значення від десятків до сотень одиниць.

Таким чином коефіцієнт підсилювання потужності  $k_p$  буде дорівнювати сотням або тисячам і навіть десяткам тисяч.

$$k_p = P_{\text{вих}} / P_{\text{вх}} = I_{m\text{ вих}} U_{m\text{ вих}} / I_{m\text{ вх}} U_{m\text{ вх}} = k_i k_u.$$

Важлива величина, що характеризує транзистор, – його вхідний опір  $R_{\text{вх}}$ , який для схеми із ЗЕ дорівнює

$$R_{\text{вх}} = U_{m\text{ вх}} / I_{m\text{ вх}} = U_{m\text{ бе}} / I_{m\text{ б}}.$$

Для схеми із ЗЕ вхідний опір буває від сотень ом до одиниць кілоом, тобто вхідний опір відносно малий, що є суттєвим недоліком біполярних транзисторів.

Каскад за схемою з ЗЕ при підсилюванні перевертає фазу напруги, тобто між вхідною і вихідною напругами є фазовий зсув у  $180^\circ$ . Схеми із ЗЕ зручні при живленні їх від одного джерела, оскільки на колектор і базу прикладають напругу одного знака.

*Схема із загальною базою (ЗБ)*. Незважаючи на те, що ця схема має значно менші підсилювання потужності і вхідний опір (ніж схема ЗЕ), її все ж таки використовують, оскільки вона має кращі частотні та температурні характеристики. Схема із загальною базою зображена на рис. 3.15.

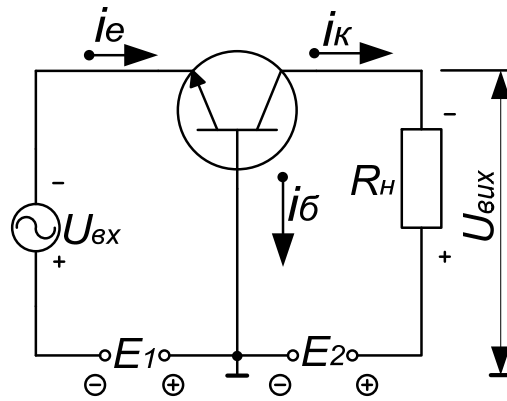


Рисунок 3.15 – Схема ввімкнення транзистора із загальною базою

Коефіцієнт підсилення струму каскаду ЗБ завжди менший одиниці

$$k_i = I_{m\kappa} / I_{me} \approx 1.$$

Підсилювальну властивість транзистора при ввімкненні його за схемою ЗБ характеризує *статичний коефіцієнт передачі струму*, позначений  $\alpha$ . Його вимірюють в режимі без навантаження, при постійній напрузі колектор-база  $U_{\kappa\delta} = \text{const}$ , як відношення зміни струму колектора до зміни струму емітера

$$\alpha = \Delta i_{\kappa} / \Delta i_e.$$

Коефіцієнт  $\alpha$  завжди менший 1, але чим він більший, тим краще. Коефіцієнт  $k_i$  для каскаду із ЗБ завжди трохи менший, ніж коефіцієнт  $\alpha$ , бо при підключенні  $R_n$  струм колектора зменшується.

Коефіцієнт підсилення напруги такий, як і в схемі із ЗЕ,

$$k_u = U_{m\kappa\delta} / U_{m\delta e}.$$

Оскільки  $k_i \approx 1$ , то коефіцієнт підсилювання потужності  $k_p = k_u$ .

Вхідний опір схеми із ЗБ в десятки разів менший, ніж схеми із ЗЕ.

$$R_{вх} = U_{m\delta e} / I_{me}.$$

Вихідний опір за схемою із ЗБ сягає сотень кілоом. Для схеми із ЗБ фазовий зсув між вхідною і вихідною напругами відсутній.

Каскад за схемою із ЗБ при підсилюванні вносить менші похибки, ніж каскад із ЗЕ.

*Схема із загальним колектором (ЗК).* Схема, зображена на рис. 3.16, дійсно із ЗК, оскільки джерела живлення  $E_1$  і  $E_2$  для змінного струму є ко-

роткозамкнені, і тоді загальним для вхідної та вихідної напруг є колектор. Особливість цієї схеми – негативний зворотний зв’язок між входом і виходом. Неважко побачити, що вхідна напруга дорівнює сумі змінної  $U_{\delta e}$  і вихідної  $U_{\text{вих}}$  напруг

$$U_{\text{вх}} = U_{\delta e} + U_{\text{вих}}.$$

Коефіцієнт підсилювання струму даного каскаду такий, як і схеми із ЗЕ. Дійсно,

$$k_i = I_{m e} / I_{m \delta} = (I_{m \kappa} + I_{m \delta}) / I_{m \delta} = I_{m \kappa} / I_{m \delta} + 1,$$

а відношення  $I_{m \kappa} / I_{m \delta}$  – це коефіцієнт  $k_i$  для схеми з ЗЕ.

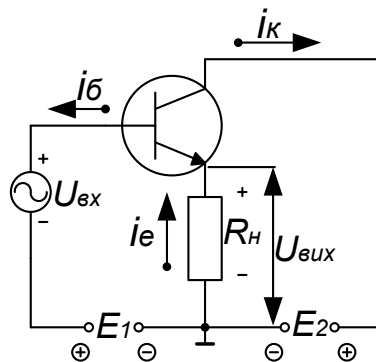


Рисунок 3.16 – Схема ввімкнення транзистора із загальним колектором

Коефіцієнт підсилювання напруги близький 1, але завжди менший неї

$$k_u = U_{m \text{ вих}} / U_{m \text{ вх}} = U_{m \text{ вих}} / (U_{m \delta e} + U_{m \text{ вих}}) < 1.$$

Потрібно відмітити, що змінна напруга, подана на вхід транзистора, підсилюється в десятки разів, але весь каскад не дає підсилення. Вихідна напруга збігається за фазою з вхідною і майже дорівнює їй, тому цю схему називають *емітерним повторювачем*, тому що навантаження підключено в коло емітера.

Вхідний опір каскаду за схемою із ЗК складає десятки кілоом і є важливим параметром. Дійсно,

$$R_{\text{вх}} = U_{m \text{ вх}} / I_{m \text{ вх}} = (U_{m \delta e} + U_{m \text{ вих}}) / I_{m \delta}.$$

Вихідний опір – відносно невеликий, сотні Ом або одиниці кОм. Зведемо в таблицю 3.1 отримані результати.

Таблиця 3.1

Параметр	Схема ввімкнення		
	ЗЕ	ЗБ	ЗК
$k_i$	десятки...сотні	<1	десятки...сотні
$k_u$	десятки...сотні	десятки...сотні	<1
$k_p$	сотні...десятки тисяч	десятки...сотні	десятки...сотні
$R_{вх}$	сотні Ом...одиниці кОм	одиниці...десятки Ом	десятки...сотні кОм
$R_{вих}$	одиниці...десятки кОм	сотні кОм...одиниці МОм	сотні Ом...одиниці кОм
Фазовий зсув	180°	0°	0°

### 3.2.3 Статичні характеристики

Залежності між струмами і напругами в транзисторах – це статичні характеристики транзисторів, які знімають при постійному струмі і відсутності навантаження у вихідному колі [1, 4].

В транзисторах взаємно пов'язані чотири величини:  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $u_1$ ,  $u_2$  – вхідні і вихідні струми і напруги, тому найбільш зручно розглядати сім'ю вхідних характеристик  $i_1=f(u_1)$  разом з сім'єю вихідних характеристик  $i_2=f(u_2)$ . Для кожної з трьох схем ввімкнення транзистора є власні сім'ї характеристик. Тобто, необхідно звертати увагу до якої схеми вони належать.

Розглянемо основні характеристики для найбільш поширених схем ЗЕ і ЗБ. Ці характеристики звичайно наводять у довідниках.

Вхідні і вихідні характеристики транзистора подібні характеристикам діода. Дійсно, вхідні характеристики стосуються емітерного переходу, який працює при прямій напрузі, тому вони аналогічні характеристикам для прямого струму діода. Вихідні характеристики транзистора подібні характеристикам зворотного струму діода, бо вони відображають властивості колекторного переходу, який працює при зворотній напрузі.

На рис. 3.17, а наведені вхідні характеристики  $i_b=f(U_{бе})$  при постійних вихідних напругах ( $U_{ке}=const$ ) для схеми ЗЕ.

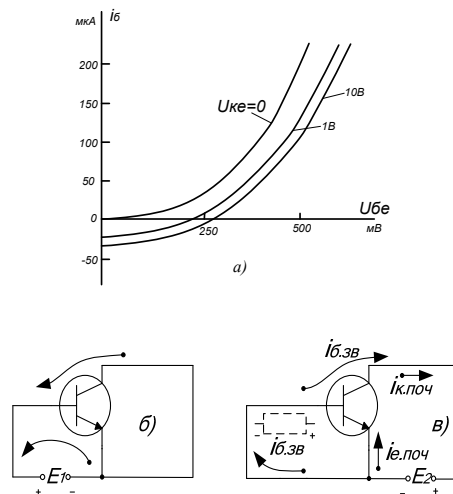


Рисунок 3.17 – Вхідні характеристики транзистора (схема із ЗЕ)

Характеристика при  $U_{ке}=0$  йде з початку координат, бо коли всі напруги дорівнюють нулю, немає ніякого струму. Зі схеми рис. 3.17, б бачимо, що при  $U_{ке}=0$  до обох переходів прикладена пряма напруга, яка дорівнює  $E_1$  (колектор і емітер замкнені). Струм бази при цьому є сумою прямих струмів емітерного і колекторного переходів, але виходить невеликим, оскільки пряма напруга  $U_{бе}$  – десята частка вольт, а опір бази (поперек)  $R_{б0}$  – сотні Ом. При  $U_{ке}>0$  характеристика зсовується праворуч, струм бази зменшується і при малих  $U_{бе}$  стає від’ємним.

Це пояснює рис. 3.17, в, де наведена схема при  $U_{бе}=0$  (джерела  $E_1$  немає). В цьому випадку джерело  $E_2$  крім початкового струму емітера  $i_{е.поч}$  створює в колі бази струм  $i_{б.зв}$ , зворотний порівняно зі звичайним струмом бази. Ці струми утворюють початковий струм колектора  $i_{к.поч} = i_{е.поч} + i_{б.зв}$ . Тепер якщо ввімкнути джерело  $E_1$  і поступово нарощувати напругу, то вона діє в колі бази зустрічно джерелу  $E_2$ . Струм  $i_{б.зв}$  зменшується і при деякому значенні  $U_{бе}$  дорівнює нулю.

При подальшому зростанні  $U_{бе}$  зростає позитивний струм бази, який, звичайно, складає частку струму емітера.

Зменшення струму бази при зростанні  $U_{ке}$  відбувається ще внаслідок явища модуляції товщини бази.

Чим більша  $U_{ке}$ , тим більша напруга на колекторному переході  $u_{кб}$ . Товщина цього переходу зростає, а товщина бази зменшується, і тоді в базі рекомбінує менше носіїв, які йдуть від емітера до колектора. Відповідно зростає струм  $i_{к}$  і зменшується струм  $i_{б}$ . Зміна  $u_{ке}$  мало впливає на струм бази (рис. 3.17, а), що підтверджують залежності  $i_{б}=f(u_{бе})$  при  $u_{ке}=1$  В і  $u_{ке}=10$  В. Вхідні характеристики при різних  $u_{ке}$  розташовані одна біля одної. В довідниках звичайно наводиться одна вхідна характеристика для значення  $u_{ке}$ , що рекомендоване. Іноді наводиться вхідна характеристика при  $u_{ке}=0$ .

Сім’я вихідних характеристик для схеми ЗЕ  $i_{к}=f(u_{ке})$  наведена на рис. 3.18. Зазвичай ці характеристики наводять при різних значеннях струму бази. Це пояснюється тим, що внаслідок відносно невеликого вхідного опору транзистора джерело вхідної змінної напруги працює в режимі генератора струму, бо має великий внутрішній опір.

Перша характеристика при  $i_{б}=0$  йде з початку координат і нагадує звичайну характеристику зворотного струму діода. Умова  $i_{б}=0$  відповідає розімкненому колу бази. При цьому через транзистор протікає відомий наскрізний струм  $i_{ке0}$ . Якщо  $i_{б}>0$ , то вихідна характеристика пролягає вище, ніж при  $i_{б}=0$ , і тим вище, чим більший струм  $i_{б}$ . Залежність між струмами практично лінійна, тому гілки сусідніх вихідних характеристик пролягають приблизно на однакових відстанях одна від одної.

Вихідні характеристики показують, що при зростанні  $u_{ке}$  від нуля до невеликих значень (десяті частки вольт) струм колектора різко зростає, а

при подальшому зростанні  $u_{ке}$  характеристики йдуть з невеликим підйомом, що означає малий вплив  $u_{ке}$  на струм колектора.

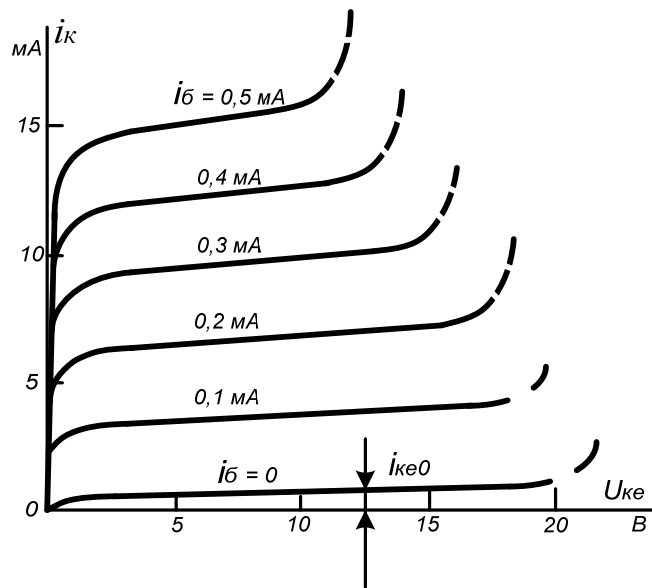


Рисунок 3.18 – Вихідні характеристики транзистора (схема із ЗЕ)

Характеристики (вихідні) показують, що чим більший струм  $i_k$ , тим раніше, тобто при менших значеннях  $u_{ке}$ , відбувається електричний пробій. Область пробую, зазвичай, неробоча область транзистора, за винятком деяких спеціальних типів.

Інколи використовують вихідні характеристики  $i_k = f(u_{ке})$ , зняті при різних вхідних постійних напругах  $u_{бe} = const$ . Ці характеристики зручні в тому випадку, якщо джерело вхідних коливань працює в режимі генератора напруги (тобто  $R_z \ll R_{ex}$ ). Сім'я цих характеристик подібна сім'ї характеристик, що отримані при різних постійних струмах  $i_b$ . Особливість полягає в тому, що відстані між гілками сусідніх характеристик різні. При малих  $u_{бe}$  характеристики пролягають ближче одна до одної. Це наслідок нелінійної залежності між струмом  $i_b$  і напругою  $u_{бe}$ .

Для розрахунків схем з транзисторами достатньо мати вхідні і вихідні характеристики, але іноді використав ують ще *характеристики керування* – це залежності  $i_k = f(i_b)$  або  $i_k = f(u_{бe})$  при  $u_{ке} = const$ .

Вхідні характеристики для схеми ЗБ  $i_e = f(u_{бe})$  при  $u_{кб} = const$  для різних  $u_{кб}$  пролягають дуже близько одна від одної (рис. 3.19). Малий вплив  $u_{кб}$  на струм емітера пояснюється тим, що поле, яке утворює  $u_{кб}$ , взагалі прикладене до колекторного переходу. При  $u_{кб} = 0$  характеристика йде з початку координат. А якщо  $u_{кб} > 0$ , то характеристика йде трохи вище, тобто виникає початковий струм  $i_{e\text{ поч}}$ .

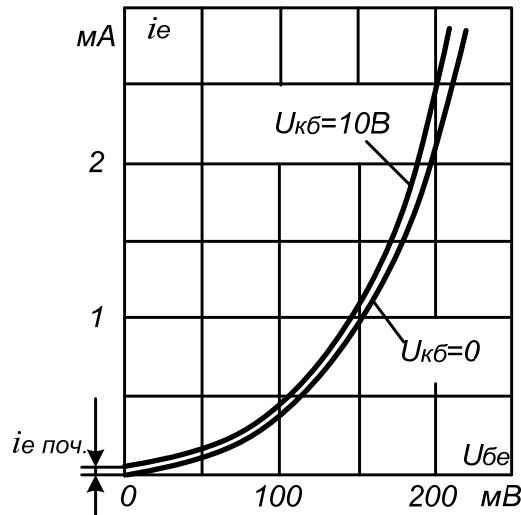


Рисунок 3.19 – Вхідні характеристики транзистора (схема із ЗБ)

На рис. 3.20 наведена сім'я вихідних характеристик  $i_k = f(u_{кб})$  для різних значень струму емітера при  $i_e = const$ . При  $i_e = 0$  характеристика проходить через початок координат. Це характеристика зворотного струму  $n-p$  переходу. При  $i_e = 0$  тече початковий струм колектора  $i_{к0}$  при  $u_{кб} > 0$ .

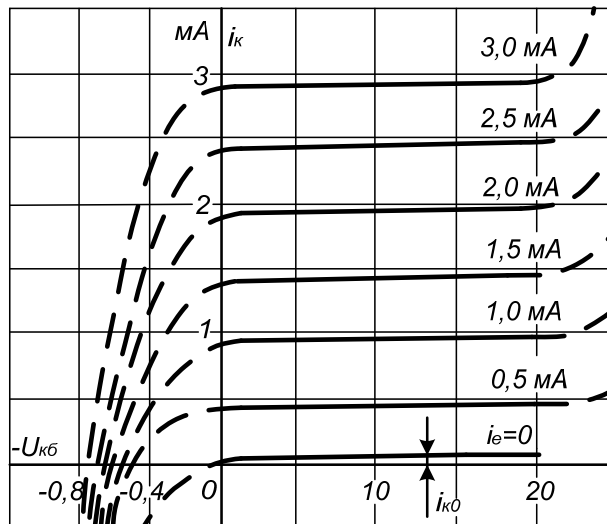


Рисунок 3.20 – Вихідні характеристики транзистора (схема з ЗБ)

На рис. 3.20 штриховими лініями показано, що при зміні знака напруги  $u_{кб}$  вже при невеликих його значеннях струм змінює свій напрям і швидко зростає. Це пояснюється тим, що напруга  $u_{кб}$  іншого знака є для колекторного переходу прямою.

Характеристики керування для схеми з ЗБ мають лінійну залежність  $i_k$  від  $i_e$  і нелінійну  $i_k$  від  $u_{бe}$ . Ці характеристики використовують рідко.



### 3.2.4 Підсилювальні властивості

Розглянемо схему підсилювального каскаду із ЗЕ на транзисторі типу  $n-p-n$  (рис. 3.21). Вхідна напруга, яку необхідно підсилувати, подається від джерела коливальних напруг на гілку база-емітер. На базу подано також позитивне зміщення від джерела  $E_1$ , яке є прямою напругою для емітерного переходу. Для того, щоб не було втрат частки вхідної змінної напруги  $u_{вх}$  на внутрішньому опорі джерела живлення  $E_1$ , він зашунтований конденсатором  $C_1$ , досить великої ємності. Цей конденсатор на найнижчій робочій частоті повинен мати опір в багато разів менший, ніж вхідний опір транзистора [1, 4].

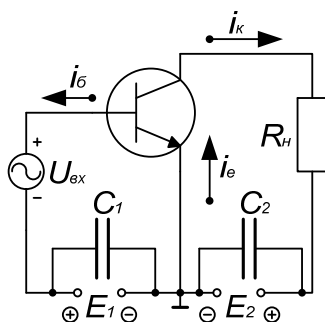


Рисунок 3.21 – Схема підсилювального каскаду на транзисторі

Коло колектора живиться від джерела  $E_2$ . Для отримання підсиленої вихідної напруги в це коло включено навантаження  $R_H$ . Джерело живлення  $E_2$  зашунтоване конденсатором  $C_2$ . Цей конденсатор на найнижчій робочій частоті повинен мати опір в багато разів менший, ніж опір навантаження. Для спрощення схем конденсатори  $C_1$  і  $C_2$  не завжди показують. Можна вважати, що вони завжди є в складі джерел живлення.

Колекторне коло у вигляді еквівалентної схеми зображено на рис. 3.22. Напруга джерела живлення  $E_2$  розподіляється між опором навантаження  $R_H$  і внутрішнім опором транзистора  $R_0$ . Цей опір, в основному, є опором колекторного переходу. В дійсності до опору  $R_{к0}$  потрібно ще додати невеликі опори емітерного переходу,  $n$ - і  $p$ -областей, але ці опори дуже малі, і їх можна не враховувати.

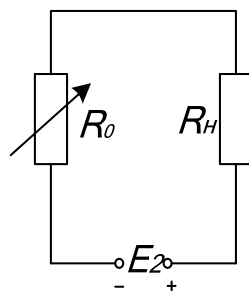


Рисунок 3.22 – Еквівалентна схема підсилювального каскаду на транзисторі

Якщо до вхідного кола підключити джерело коливань, то при зміні його напруги змінюється струм емітера, а відповідно і опір колекторного переходу. Напруга джерела  $E_2$  розподілиться між  $R_n$  і  $R_0$ . При цьому змінна напруга на  $R_n$  може бути отримана в десятки разів більша, ніж вхідна змінна напруга. Зміна струму колектора в багато разів більша зміни струму бази. Тому в розглянутій схемі відбувається значне підсилювання струму, напруги і потужності.

Підсилювальні властивості транзистора залежать від його параметрів. Всі параметри можна поділити на *власні* (або *первинні*) і *вторинні*. Власні параметри характеризують властивості транзистора незалежно від схеми ввімкнення, а вторинні параметри для різних схем ввімкнення різні.

Основні первинні параметри – це опори змінному струму  $R_e$ ,  $R_k$ , і  $R_b$  і коефіцієнт  $\alpha$ . Електрична структура транзистора з урахуванням його підсилювальних властивостей відображена на рис. 3.23. Дана схема називається *T*-подібною.

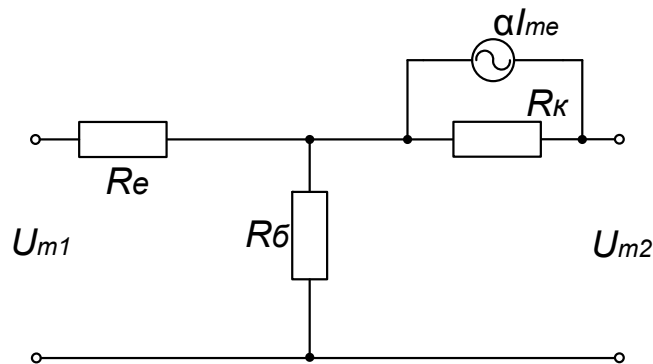


Рисунок 3.23 – Еквівалентна *T*-подібна схема транзистора (ЗБ)

Як в цій, так і в інших схемах потрібно враховувати, що на вхід підключається джерело коливань (вхідна напруга з амплітудою  $U_{m1}$ ), а на вихід – навантаження (опір  $R_n$ ). В схемі підсилена змінна напруга одержується від еквівалентного генератора струму, підключеного в коло колектора. Значення первинних параметрів такі:  $R_e$  – десятки Ом,  $R_b$  – сотні Ом,  $R_k$  – сотні кОм,  $\alpha$  – 0,950...0,998.

Еквівалентна схема транзистора з генератором струму при ввімкненні з ЗЕ наведена на рис. 3.24. Генератор дає струм  $\beta I_{mб}$ , а опір колекторного переходу значно менший відносно схеми з ЗБ і дорівнює  $R_k(1-\alpha)$ . Зменшення опору колекторного переходу пояснюється тим, що частка напруги  $U_{ке}$  прикладена до емітерного переходу і збільшує в ньому інжекцію.

Розглянуті еквівалентні схеми можна використати для вхідних сигналів низьких частот. Для високих частот необхідно враховувати ємність емітерного і колекторного переходів, що призводить до ускладнення еквівалентних схем.

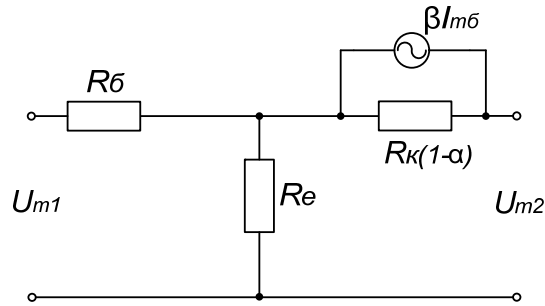


Рисунок 3.24 – Еквівалентна Т-подібна схема транзистора (ЗЕ)

Всі системи вторинних параметрів основані на тому, що транзистор розглядається як чотириполюсник, тобто прилад, який має два вхідних і два вихідних виводи. Вторинні параметри пов'язують вхідні і вихідні змінні струми та напруги й підходять тільки для обраного режиму транзистора і для малих амплітуд вхідних сигналів. Тому вторинні параметри називаються *низькочастотними малосигнальними параметрами*.

Зараз основними є *змішані (гібридні)* параметри, позначені літерою *h* або *H*. Вони називаються «змішані» тому, що серед них два коефіцієнти, один опір і одна провідність. Саме *h*-параметри наводяться в усіх довідниках. Параметри *h* зручно вимірювати. Два з *h*-параметрів ( $h_{11}$ ,  $h_{21}$ ) визначаються при короткому замиканні для змінного струму на виході. В цьому випадку на вихід транзистора подається постійна напруга  $U_2 = const$ . Останні два параметри ( $h_{12}$ ,  $h_{22}$ ) визначаються при розімкненому для змінного струму вхідному колі, тобто у вхідному колі діє постійний струм  $i_1 = const$ . Дані умови неважко виконати на практиці при вимірюванні *h*-параметрів [1, 4].

До системи *h*-параметрів входять:

- 1) вхідний опір

$$h_{11} = \Delta U_1 / \Delta i_1,$$

це вхідний опір транзистора змінному струму при відсутності змінної напруги на виході;

- 2) коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою

$$h_{12} = \Delta U_1 / \Delta U_2$$

відображає яка частка вихідної напруги (змінної) передається на вхід;

- 3) коефіцієнт підсилювання струму (передачі струму)

$$h_{21} = \Delta i_2 / \Delta i_1$$

відображає підсилення змінного струму в режимі роботи без навантаження;

4) вихідна провідність

$$h_{22} = \Delta i_2 / \Delta U_2$$

це внутрішня провідність для змінного струму між вихідними виводами транзистора.

Величина  $h_{22}$  вимірюється в сименсах (См). Частіше використовують обернену величину, тобто вихідний опір  $R_{\text{вих}} = 1/h_{22}$ , заданий в омах або кілоомах.

Визначити  $h$ -параметри можна не тільки через приріст струмів і напруг, а й через амплітуди змінних складових струмів і напруг

$$h_{11} = U_{m1} / I_{m1} \text{ при } U_{m2} = 0,$$

$$h_{12} = U_{m1} / U_{m2} \text{ при } I_{m1} = 0,$$

$$h_{21} = I_{m2} / I_{m1} \text{ при } U_{m2} = 0,$$

$$h_{22} = I_{m2} / U_{m2} \text{ при } I_{m1} = 0.$$

Дані залежності між змінними струмами і напругами в транзисторі зображаються рівняннями

$$U_{m1} = h_{11} I_{m1} + h_{12} U_{m2}, \quad (3.6)$$

$$I_{m2} = h_{21} I_{m1} + h_{22} U_{m2}. \quad (3.7)$$

Даним рівнянням відповідає еквівалентна схема транзистора згідно з  $h$ -параметрами (рис. 3.25).

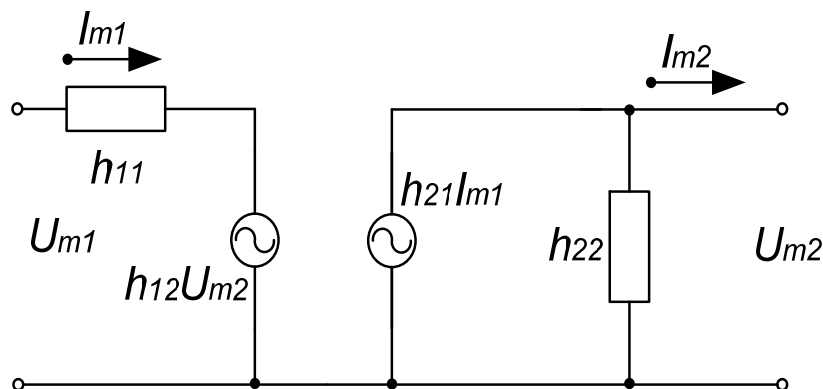


Рисунок 3.25 – Еквівалентна схема транзистора згідно з  $h$ -параметрами

В еквівалентній схемі генератор напруги  $h_{12}U_{m2}$  показує наявність напруги зворотного зв'язку у входному колі. Генератор струму  $h_{21}I_{m1}$  у вихід-

ному колі враховує ефект підсилювання струму, а  $h_{22}$  – внутрішню провідність цього генератора.

Залежно від того, якої схеми стосуються параметри, додатково до цифрових індексів додають літери: «е» – для схеми ЗЕ, «б» – для схеми ЗБ, «к» – для схеми ЗК. Значення  $h$ -параметрів для різних схем наведено в табл. 3.2.

Таблиця 3.2

Параметр	Схема ЗЕ	Схема ЗБ
$h_{11}$	сотні Ом...одиниці кОм	одиниці...десятки Ом
$h_{12}$	$10^{-3} \dots 10^{-4}$	$10^{-3} \dots 10^{-4}$
$h_{21}$	десятки...сотні	0,950...0,998
$1/h_{22}$	одиниці...десятки кОм	сотні кОм...одиниці мОм

### 3.2.5 Динамічний режим роботи

Залежно від того, в якому режимі працює джерело коливань у вхідному колі, підсилювання буде мати більші або менші нелінійні викривлення. Оскільки вхідний опір  $R_{ex}$  транзистора малий, найчастіше буває, що  $R_{ex} \ll R_{ок}$  (опір джерела коливань) і тоді джерело коливань працює як генератор струму (в режимі, близькому до короткозамкненого).

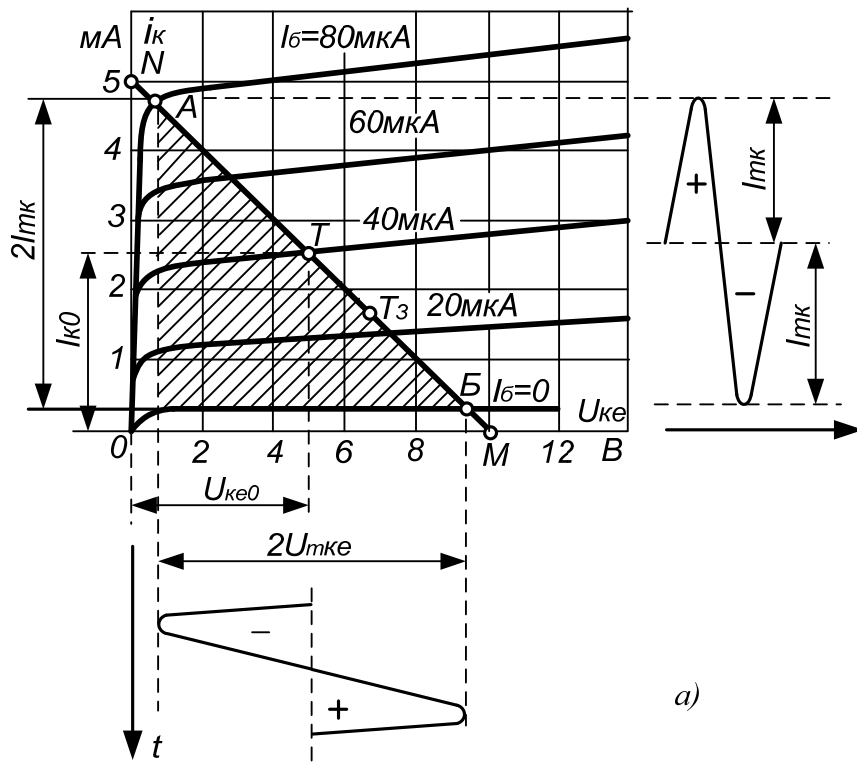
Розглянемо графоаналітичний розрахунок робочого (динамічного) режиму транзистора для схеми з ЗЕ і опором навантаження  $R_n$ , однаковим для постійного і змінного струмів, наведений на рис. 3.26 [1, 4].

В сім'ї вихідних характеристик (рис. 3.26, а) побудова робочої характеристики, інакше *лінії навантаження*, йде за значеннями напруги джерела живлення  $E_2$  і опору навантаження  $R_n$ . Оскільки для вихідного кола транзистора справедливо рівняння

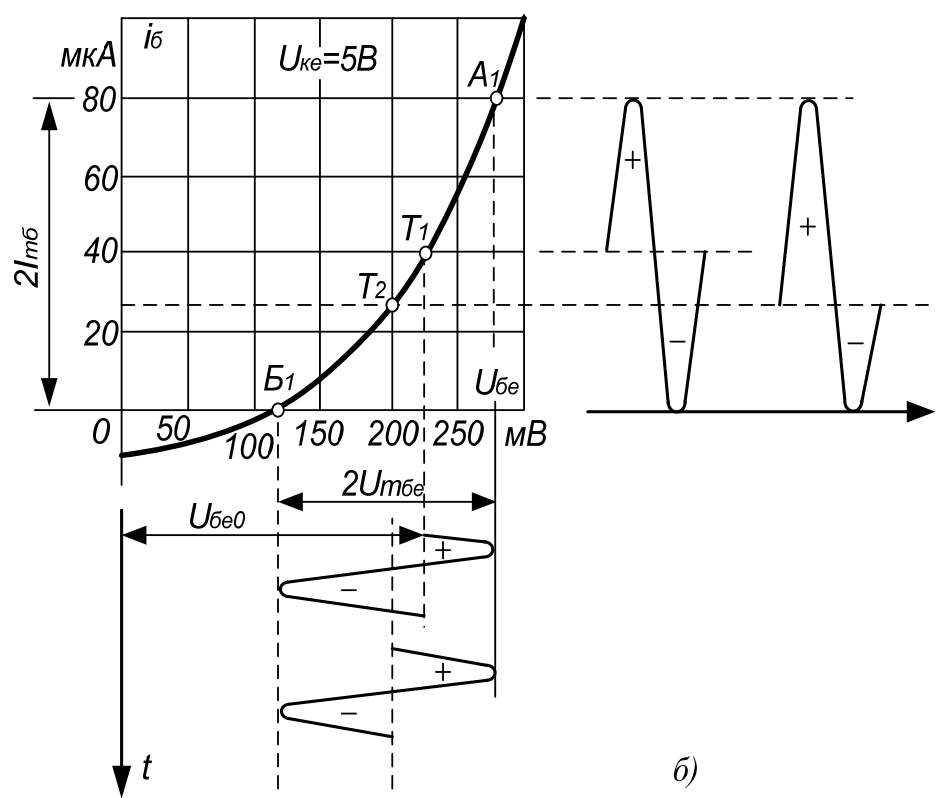
$$E_2 = U_{ке} + i_k R_n, \quad (3.8)$$

то для побудови лінії навантаження потрібно знайти точки її перетину з осями координат. При  $i_k=0$  отримаємо  $U_{ке}=E_2$  (точка  $M$ ), а при  $U_{ке}=0$  маємо  $i_k=E_2/R_n$  (точка  $N$ ). З'єднуючи точки  $M$  і  $N$  прямою отримаємо лінію навантаження. Потім на ній вибираємо робочу гілку. Наприклад, для отримання великої вихідної потужності потрібно взяти робочу гілку  $AB$ .

За проекціями робочої гілки на осях координат визначаємо подвійні амплітуди перших гармонік змінних складових  $2I_{mk}$  і  $2U_{mke}$  вихідного струму і вихідної напруги.



a)



б)

Рисунок 3.26 – Графоаналітичний розрахунок режиму підсилювання транзистора за допомогою вихідних і вхідних характеристик

При синусоїдальній напрузі джерела коливаний струм  $i_{ex}$  теж буде синусоїдальним. В цьому випадку робоча точка  $T$  відповідає струму  $I_{\bar{c}0}$ , який є середнім відносно струмів бази точок  $A$  і  $B$ . Робоча точка  $T$  визначає амплітуду першої гармоніки вхідного струму  $I_{m\bar{b}}$ , а також струм  $I_{k0}$  і напругу  $U_{ke0}$  в режимі спокою, тобто в режимі постійних струмів.

Можна підрахувати потужність  $P_{k0}$  в режимі спокою, яка не повинна перевищувати максимальну потужність транзистора  $P_{kmax}$ ,

$$P_{k0} = I_{k0} U_{ke0} \leq P_{kmax}.$$

Оскільки вхідні характеристики для різних  $U_{ke}$ , більших за 1 В, розташовані дуже близько одна до одної, то розрахунок вхідних струмів і напруг можна робити за вхідною характеристикою, при  $U_{ke} > 0$ . На цю криву переносять точки  $A$ ,  $T$  і  $B$  вихідної характеристики і отримують точки  $A_1$ ,  $T_1$  і  $B_1$  (рис. 3.26, б). Знаючи  $I_{m\bar{b}}$  і  $U_{m\bar{b}e}$ , можна підрахувати вхідний опір  $R_{вх}$  і вхідну потужність каскаду  $P_{вх}$

$$R_{вх} = U_{m\bar{b}e} / I_{m\bar{b}},$$

$$P_{вх} = 0,5 U_{m\bar{b}e} I_{m\bar{b}}.$$

Робоча точка  $T_1$  визначає також постійну напругу бази  $U_{\bar{b}e0}$ . Неважко підрахувати опір резистора  $R_{\bar{b}}$ , через який від джерела  $E_2$  потрібно подати постійну напругу на базу

$$R_{\bar{b}} = (E_2 - U_{\bar{b}e0}) / I_{\bar{c}0}.$$

Можна вважати, що постійна складова струму колектора в режимі підсилювання дорівнює струму спокою  $I_{k0}$ , тоді потужність  $P_0$  джерела живлення  $E_2$  визначається за формулою

$$P_0 = E_2 I_{k0},$$

а коефіцієнт корисної дії вихідного кола дорівнює

$$\eta = P_{вих} / P_0 = 0,5 I_{mk} U_{mkc} / E_2 I_{k0}.$$

*Імпульсний режим.* Транзистори широко використовуються в різних імпульсних пристроях. Робота транзисторів в імпульсному режимі, який називається ключовим або режимом перемикування, має ряд особливостей.

Розглянемо імпульсний режим транзистора за допомогою його вихідних характеристик для схеми ЗЕ. Нехай в ланцюг колектора ввімкнений резистор навантаження  $R_H$ . Відповідно до цього на рис 3.27 побудована лінія навантаження. До надходження на вхід транзистора імпульсу вхідного струму чи вхідної напруги транзистор знаходиться в замкненому режимі (режимі відсічки), що відповідає точці  $T_1$ . В колі колектора проходить малий струм (в даному випадку наскрізний струм  $i_{ке0}$ ), і, відповідно, це коло наближено можна вважати розімкненим. Напруга джерела  $E_2$  майже повністю прикладена до транзистора [1, 4].

Якщо на вхід поданий імпульс струму  $i_{бmax}$ , то транзистор переходить в режим насичення і працює в точці  $T_2$ . Виходить що імпульс струму колектора  $i_{кmax}$  дуже близький до значення  $E_2/R_H$ . Його ще інколи називають струмом насичення. В цьому режимі транзистор виконує роль замкнутого ключа, і майже вся напруга джерела  $E_2$  падає на  $R_H$ , а на транзисторі є лиш невелика залишкова напруга (десяті частки вольт), яка називається напругою насичення  $U_{кенас}$ .

Хоч напруга  $U_{ке}$  в точці  $T_2$  не змінила знак, але на самому колекторному переході вона стала прямою, і тому точка  $T_2$  дійсно відповідає режиму насичення. Покажемо це на такому прикладі. Нехай маємо транзистор типу  $n-p-n$ ,  $U_{кенас}=0,2$  В, а напруга на базі  $U_{бе}=0,6$  В. Тоді на колекторі, відносно бази, буде напруга мінус 0,4 В, тобто на колекторному переході пряма напруга.

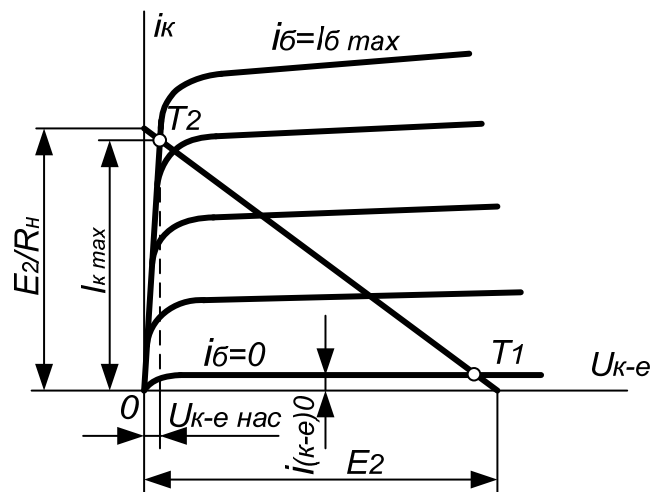


Рисунок 3.27 – Знаходження параметрів імпульсного режиму транзисторів за допомогою вихідних характеристик

Якщо імпульс вхідного струму буде меншим  $i_{бmax}$ , то імпульс струму колектора також зменшиться, проте збільшення струму бази більш ніж  $i_{бmax}$  практично не дає збільшення імпульсу вихідного струму. Таким чином, максимально можливе значення імпульсу струму колектора



$$I_{к\max} \approx E_2 / R_{н\cdot\cdot} \quad (3.10)$$

Крім параметрів  $i_{к\max}$ ,  $i_{б\max}$  і  $U_{кенас}$  імпульсний режим характеризується також коефіцієнтом підсилення за струмом  $B$ , який, на відміну від  $\beta$ , визначається як відношення струмів, що відповідають точці  $T_2$

$$B \approx I_{к\max} / I_{б\max} \quad (3.11)$$

На відміну від  $\beta$  (підсилення малих сигналів)  $B$  характеризує підсилення великих сигналів, в тому числі й імпульсних.

Параметром імпульсного режиму транзистора слугує також його опір насичення

$$R_{нас} = U_{кенас} / I_{к\max} \quad (3.12)$$

Значення  $R_{нас}$  у транзисторах для імпульсної роботи складає одиниці, інколи десятки Ом. Аналогічно розглянутій схемі із ЗЕ працює в імпульсному режимі і схема із ЗБ.

Якщо тривалість вхідного імпульсу  $\tau_i$  в багато разів більша тривалості перехідних процесів накопичення і розходження зарядів в базі транзистора, то імпульс вихідного струму має майже таку ж тривалість і форму, як і вхідний імпульс. Але якщо  $\tau_i$  складає одиниці мікросекунд і менше, може спостерігатись значне перекошування форми імпульсу вихідного струму і збільшення його тривалості. Для прикладу на рис. 3.28 наведені графіки короткого імпульсу вхідного струму прямокутної форми та імпульсу вихідного струму при ввімкненні транзистора за схемою з ЗБ.

Як видно, імпульс колекторного струму починається з запізненням на час  $\tau_3$  (час затримки), що пояснюється кінцевим часом пробігу носіїв через базу. Цей струм наростає поступово протягом часу  $\tau_\phi$  (тривалості фронту), що складає помітну частину  $\tau_i$ . Таке поступове збільшення струму пов'язано з накопиченням носіїв в базі.

Крім того, носії, інжектвані в базу на початку імпульсу вхідного струму, мають різні швидкості і не всі одразу досягають колектора. Час  $\tau_3 + \tau_\phi$  є часом ввімкнення. Після закінчення вхідного імпульсу струм  $i_k$  продовжується протягом деякого часу  $\tau_p$  (час розходження) за рахунок розходження заряду, який накопився в базі, а потім поступово спадає протягом часу спаду  $\tau_c$ . Час  $\tau_p + \tau_c$  є часом вимкнення.

В результаті імпульс колекторного струму значно відрізняється за формою від прямокутного і розтягнутий в часі порівняно з вхідним імпульсом.

Отже, сповільнюється процес ввімкнення і вимкнення колекторного кола, збільшується час, протягом якого це коло знаходиться в замкненому

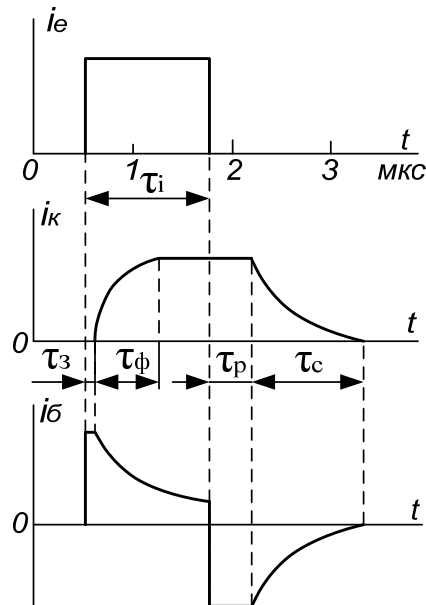


Рисунок 3.28 – Перекручування форми імпульсу струму транзистором

стані. Інше кажучи, за рахунок інерційності процесів накопичення та розходження зарядів в базі транзистор не може здійснювати досить швидке ввімкнення і вимкнення, тобто не забезпечує достатньої швидкодії ключового режиму.

На рис. 3.28 показаний ще графік струму бази, побудований на основі співвідношення (3.4). Як видно, цей струм має складну форму й після закінчення вхідного струму змінює напрям.

Спеціальні транзистори для роботи з короткими імпульсами повинні мати малі ємності і тонку базу. Як правило, це малопотужні дрейфові транзистори. Щоб скоріше розходився заряд, який накопичується в базі, додають в невеликій кількості домішки, які сприяють швидкій рекомбінації накопичених носіїв (наприклад, золото).

### 3.2.6 Температурні властивості

Діапазон робочих температур транзисторів, який визначається властивостями  $p-n$  переходів, такий же, як і в напівпровідникових діодів. Особливо суттєво на роботу транзисторів впливає нагрівання і охолодження (до мінус  $60\text{ }^{\circ}\text{C}$ ). Дослідження показують, що при нагріванні від  $20$  до  $60\text{ }^{\circ}\text{C}$  параметри площинних транзисторів змінюються таким чином: опір колектора зменшується приблизно вдвічі, опір бази – на  $15\text{...}20\%$ , а опір емітера зростає на  $15\text{...}20\%$ . Крім зміни значень основних параметрів транзистора, нагрівання викликає зсув вихідних характеристик і зміну їхнього нахилу, що також порушує нормальну роботу пристрою [1, 4].

При підвищенні температури особливо сильно зростає зворотний струм  $p-n$  переходу. В транзисторах таким струмом є початковий струм колектора  $i_{k0}$ . Зростання цього струму приводить до змін характеристик транзистора. Це зручно прослідити на вихідних характеристиках, зображених для схем із ЗБ та ЗЕ на рис 3.29.

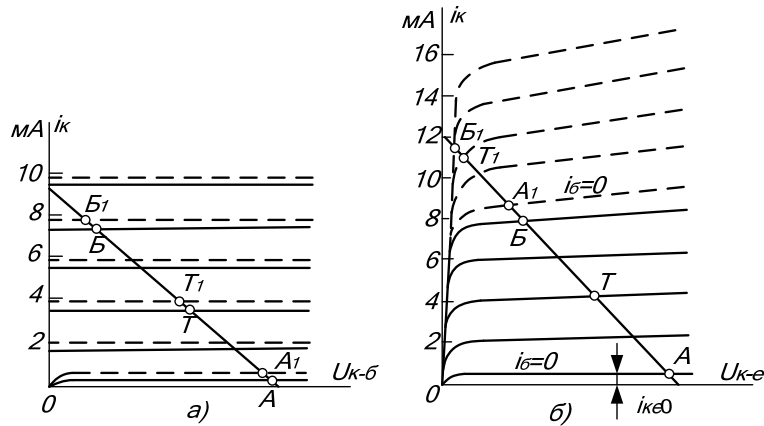


Рисунок 3.29 – Вплив температури на вихідні характеристики транзистора при ввімкненні його за схемою із ЗБ (а) та ЗЕ (б)

Для наочності розглянемо числовий приклад, який стосується германієвого транзистора, в якого  $\beta=100$  і  $i_{k0}=2\text{мкА}$  при температурі  $20\text{ }^\circ\text{C}$ . Нехай транзистор ввімкнений за схемою з ЗБ і нагрівся до  $70\text{ }^\circ\text{C}$ , тобто додатково на  $50\text{ }^\circ\text{C}$ . Оскільки для германію зворотний струм  $p-n$  переходу зростає приблизно в 2 рази при нагріванні на кожні  $10\text{ }^\circ\text{C}$ , то в даному випадку струм  $i_{k0}$  повинен збільшитись в  $2^5$  разів, тобто в 32 рази. При  $70\text{ }^\circ\text{C}$  він буде складати  $64\text{ мкА}$ , тобто зросте на  $62\text{ мкА}$ . Якщо вважати, що коефіцієнт  $\alpha$  не залежить від температури, то з рівності (3.7) пливає, що струм колектора  $i_k$  зросте також на  $62\text{ мкА}$ . Оскільки  $i_k$  складає одиниці міліампер, то збільшення незначно змінить режим роботи транзистора.

На рис. 3.29 показані суцільними лініями характеристики при температурі  $20\text{ }^\circ\text{C}$  і штриховими – при  $70\text{ }^\circ\text{C}$ . Як видно, при ввімкненні за схемою з ЗБ характеристики незначно піднялись. Показана на тому ж рисунку робоча точка  $T$  трохи перемістилась і зайняла положення  $T_1$ , а нова робоча ділянка  $A_1B_1$  мало відрізняється від ділянки  $AB$  (рис. 3.29, а). Звідси випливає, що підсилення майже не змінюється. Таким чином, схема ЗБ є температуростабільною. Навіть при нагріванні на десятки градусів режим роботи транзистора в даній схемі змінюється мало, в цьому її важлива перевага.

Зовсім інакше все відбувається при роботі транзистора в схемі з ЗЕ. Початковим струмом для цієї схеми є наскрізний струм  $i_{ke0}$ , який приблизно в  $\beta$  разів більший за струм  $i_{k0}$ . В нашому прикладі  $i_{ke0}=200\text{ мкА}$  при  $20\text{ }^\circ\text{C}$ . При нагріванні до  $70\text{ }^\circ\text{C}$  цей струм також зростає в 32 рази і буде складати  $6400\text{ мкА}$ , чи  $6,4\text{ мА}$ . З рівності (3.8) видно, що струм колектора

зросте настільки, наскільки збільшиться струм  $i_{ке0}$  (в нашому прикладі на 6,2 мА). При такій великій зміні струму вихідні характеристики різко змінять своє положення (див. рис. 3.29, б). Робоча точка і робоча ділянка при такому нагріванні переміщуються в положення  $T_1$  і  $A_1B_1$ , і режим підсилення зовсім порушується, частина робочої ділянки  $A_1T_1$  різко зменшилась, а частина  $B_1T_1$  стала зовсім малою. Підсилення різко зменшується, і робота підсилювального каскаду буде відбуватися з великими нелінійними спотвореннями, оскільки позитивна півхвиля вхідного струму майже не підсилюється. Якщо не здійснити температурної стабілізації, то підсилення в схемі із ЗЕ при нагріванні може стати зовсім незадовільним.

Потрібно відмітити, що при зміні температури змінюються всі параметри транзистора. Так, наприклад, при постійності струмів  $h$ -параметри для схеми з ЗЕ зі збільшенням температури трохи зростають. Зміна параметрів більшою мірою відбувається в схемі з ЗЕ, а в схемі з ЗБ параметри більш стабільні. Для забезпечення сталого режиму слугує температурна стабілізація, але вона не завжди може повністю усунути зміну параметрів транзистора.

### 3.2.7 Частотні властивості

З підвищенням частоти підсилення сигналу транзисторами знижується. У цього явища дві головні причини. По-перше, на більш високих частотах проявляється шкідливий вплив ємності колекторного переходу  $C_k$ . Найпростіше розглядати цей вплив на еквівалентній схемі з генератором струму, показаним для схеми з ЗБ на рис. 3.30 [1, 4].

На низьких частотах опір ємності  $C_k$  дуже великий, опір колектора  $R_k$  також дуже великий (звичайно  $R_k \gg R_H$ ) і можна вважати, що весь струм  $\alpha I_{me}$  йде в навантажувальний резистор. Але на деякій високій частоті опір ємності стає порівняно малим і через неї проходить помітна частина струму, створювана генератором, а струм через  $R_H$  відповідно зменшується. Отже, зменшуються  $k_i$ ,  $k_u$ ,  $k_p$ , вихідна напруга і вихідна потужність.

Якщо уявити, що частота прямує до нескінченності, то опір ємності прямує до нуля, тобто  $C_k$  створює коротке замикання для генератора, і весь його струм піде через дану ємність, а в навантаженні струму взагалі не буде. До подібного результату також можна прийти, якщо розглядати еквівалентну схему із ЗЕ.

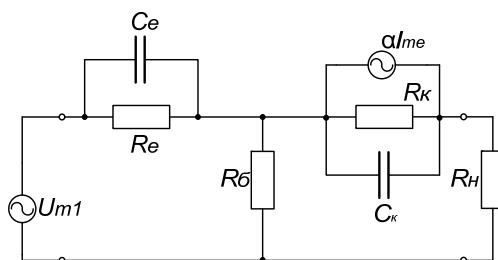


Рисунок 3.30 – Еквівалентна схема транзистора з врахуванням ємностей переходів

Опір ємності емітерного переходу  $C_e$  також зменшується зі збільшенням частоти, але ця ємність завжди шунтована малим опором емітерного переходу  $R_e$ , і тому його шкідливий вплив може проявитися лише на дуже високих частотах, при яких його значення стає одного порядку з  $R_e$ . Практично на менш високих частотах ємність  $C_k$  вже настільки суттєво впливає, що робота транзистора на більш високих частотах, при яких могла б впливати ємність  $C_e$ , стає недоцільною.

Друга причина зниження підсилення на високих частотах — відставання за фазою змінного струму колектора від змінного струму емітера. Воно спричинене інерційністю процесу переміщення носіїв через базу від емітерного переходу до колекторного, а також інерційністю процесів накопичення і розходження заряду по базі.

Носії заряду, наприклад електрони в транзисторі типу  $n-p-n$ , здійснюють в базі дифузійний рух і тому швидкість їх не дуже велика. Час пробігу носіїв через базу в звичайних транзисторах складає біля одної мікросекунди. Дійсно, цей час є малим, але на частотах в десятки мегагерц і вище він викликає помітний фазовий зсув між струмами колектора і емітера. За рахунок зсуву на високих частотах зростає змінний струм бази, а від цього зменшується коефіцієнт підсилення  $\beta$ .

Найпростіше простежити це явище за допомогою векторних діаграм, зображених на рис. 3.31.

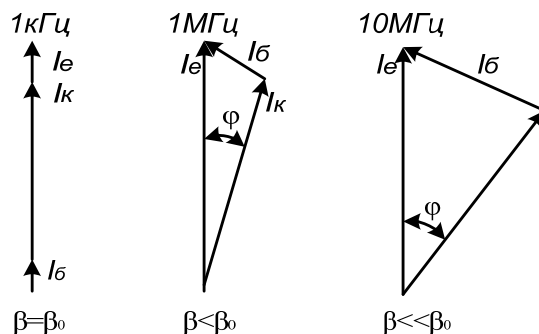


Рисунок 3.31 – Векторні діаграми струмів при різних частотах

Перша з них відповідає низькій частоті, наприклад 1 кГц, на якій всі струми практично збігаються за фазою, оскільки час пробігу складає мізерну частку періоду коливання. На низьких частотах  $\beta$  має найбільше значення. При більш високій частоті, наприклад 1 МГц, запізнювання струму колектора на час пробігу відносно струму емітера викликає помітний фазовий зсув між цими струмами. Тепер струм бази дорівнює не алгебраїчній, а геометричній різниці струмів, і в результаті цього він значно збільшується. Тому коефіцієнт  $\beta$  стає помітно меншим. На ще більш високій частоті, наприклад 10 МГц, фазовий зсув зростає ще більше, і коефіцієнт  $\beta$  ще зменшується.

Таким чином, при зростанні частоти коефіцієнт  $\beta$  зменшується значно швидше, ніж  $\alpha$ , який зменшується від впливу ємності  $C_k$ . На величину коефіцієнта  $\beta$  впливає ще й фазовий зсув за рахунок часу пробігу носіїв через базу. Звідси зрозуміло, що схема з ЗЕ має гірші частотні властивості, ніж схема з ЗБ.

Прийнято вважати граничним допустимим зменшення значень даних коефіцієнтів на 30% порівняно з їх значеннями на низьких частотах. Ті частоти, на яких відбувається таке зниження, називаються *граничними* частотами підсилення для схем із ЗБ та ЗЕ. Ці частоти позначають, відповідно,  $f_\alpha$  і  $f_\beta$ . Оскільки  $\beta$  зменшується швидше, ніж  $\alpha$ , то  $f_\beta$  значно нижча  $f_\alpha$ . Можна вважати, що

$$f_\beta \approx f_\alpha / \beta. \quad (3.9)$$

На рис 3.32 наведений приблизний графік, який показує для деякого транзистора відносно зменшення коефіцієнтів з підвищенням частоти.

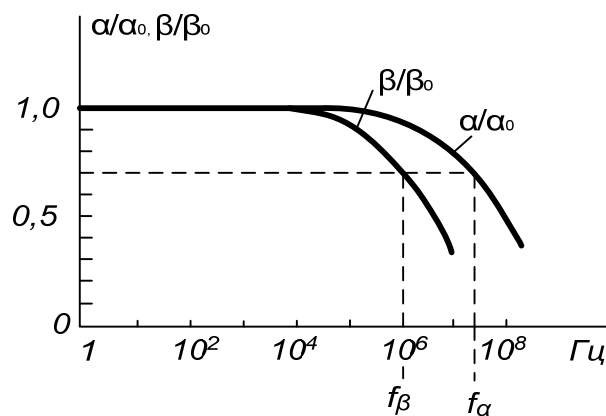


Рисунок 3.32 – Зменшення коефіцієнтів  $\alpha$  і  $\beta$  при збільшенні частоти

Інколи в розрахункових формулах зустрічається також гранична частота підсилення струму  $f_{gp}$ , яка відповідає  $k_i=1$ , тобто при цій частоті транзистор в схемі ЗЕ перестає підсилювати струм.

Покращення частотних властивостей транзисторів, тобто підвищення їх граничних частот підсилення, досягається зменшенням ємності колекторного переходу  $C_k$  і часу пробігу носіїв через базу. Деяке зниження ємності  $C_k$  досягається зменшенням концентрації домішок в колекторі. Для зменшення часу пробігу намагаються зробити базу дуже тонкою і збільшити швидкість носіїв в ній. Електрони при дифузії більш рухомі, ніж дірки. Тому транзистори типу *n-p-n* при інших рівних умовах є більш високочастотними, ніж транзистори *p-n-p* типу.

Більш високі граничні частоти можуть бути отримані при використанні напівпровідників, у яких рухомість носіїв більша. Збільшення швидкості пробігу носіїв через базу досягається також і в тих транзисторах, у яких в базі створено електричне поле, яке прискорює рух носіїв.

### 3.2.8 Фототранзистори

*Фототранзистор* являє собою фотогальванічний приймач випромінювання, фоточутливий елемент якого містить структуру транзистора, що забезпечує внутрішнє підсилення [4, 18, 20].

У фототранзисторів, порівняно з фотодіодами, значно вища інтегральна чутливість. Фототранзистором може бути звичайний біполярний транзистор, у корпусі якого зроблено прозоре «вікно», через яке світловий потік може впливати на область бази. Схема ввімкнення біполярного фототранзистора типу *p-n-p* з «вільною» базою, наведена на рис. 3.33.

Звичайно, на емітерному переході напруга пряма, а на колекторному – зворотна. Фотони викликають в базі генерацію пар носіїв заряду – електронів і дірок. Дірки під впливом поля колекторного переходу переміщуються з бази в колектор, що приводить до зростання струму колектора. А електрони залишаються в базі і підвищують пряму напругу емітерного переходу, що підсилює інжекцію дірок з емітера в базу через перехід. За рахунок цього зростає струм колектора.

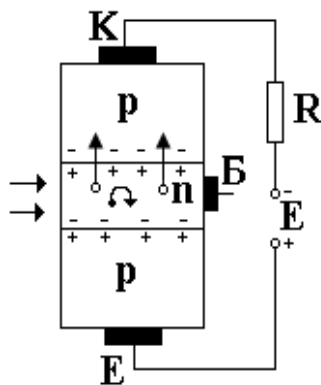


Рисунок 3.33 – Схема ввімкнення біполярного фото транзистора

Інтегральна чутливість фототранзисторів в десятки разів більша, ніж фотодіодів і може сягати сотень міліампер на люмен. Фототранзистор з «вільною» базою має низьку температурну стабільність. Для усунення цього недоліку використовують схеми стабілізації. При цьому повинен бути застосований вивід бази. На цей вивід можна подавати напругу зміщення або електричні сигнали і здійснювати спільну дію електричних і світлових сигналів.

Вихідні характеристики фототранзисторів показано на рис. 3.34. Вони подібні вихідним характеристикам звичайного транзистора, який працює за схемою з загальним емітером. Відмінність полягає в тому, що криві відповідають різним значенням світлового потоку  $W$ , а не струму бази.

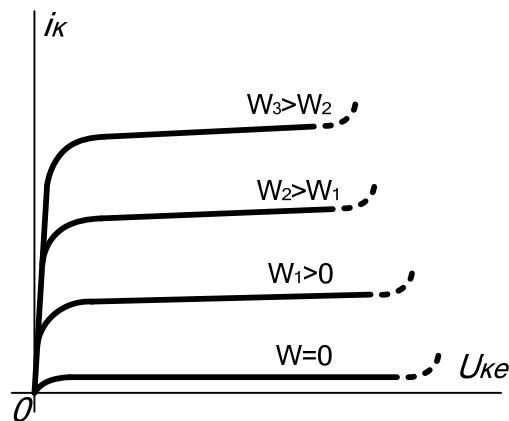


Рисунок 3.34 – Вихідні характеристики фото транзистора

Основними параметрами фототранзисторів, крім аналогічних для звичайних транзисторів, є нижчевказані.

*Темновий струм* – струм через затемнений фототранзистор при прикладеній робочій напрузі.

*Інтегральна чутливість* – відношення струму через фототранзистор при прикладеній робочій напрузі до світлового потоку, який падає на нього.

Параметри фототранзисторів: робоча напруга (10...15 В), темновий струм (до сотень мікроампер), робочий струм (до десятків міліампер), максимальна потужність (до десятків міліват), гранична частота (сплавні фототранзистори – декілька кілогерц, дифузійні – декілька мегагерц).

Недолік фототранзисторів – відносно великий рівень власних шумів.

Крім біполярних фототранзисторів використовують також польові та одноперехідні фототранзистори.

### 3.2.9 Експлуатаційні параметри

Транзистор, як і будь-який інший електронний прилад, характеризується рядом експлуатаційних параметрів, граничні значення яких вказують на можливість практичного застосування того або іншого транзистора. До числа таких параметрів відносять нижчевказані. [4]

*Максимально припустима потужність*  $P_{кmax}$ , що розсіюється колектором, – це потужність струму колектора, яка перетворюється в тепло і марно витрачається на нагрівання транзистора.

В загальному випадку потужність, що розсіюється транзистором, складається з потужностей, що розсіюються кожним *p-n* переходом:

$$P = P_k + P_e = I_k U_{кб} + I_e U_{еб}.$$



В підсилювальному режимі у площинних транзисторах потужність, що розсіюється емітерним переходом, значно менша потужності, що розсіюється колекторним переходом, тобто  $I_e U_{e\delta} \ll I_k U_{k\delta}$ , тому

$$P \approx P_k \approx I_k U_{k\delta}.$$

При недостатньому тепловідведенні розігрівання колекторного переходу може призвести до різкого збільшення струму колектора  $I_k$ . Це, в свою чергу, призводить до зростання потужності, що розсіюється на колекторі, і до ще більшого нагрівання колекторного переходу. Процес набуває лавиноподібного характеру, і транзистор виходить із ладу. Варто враховувати також, що при підвищенні температури навколишнього середовища гранично допустима потужність  $P_{k.max}$  зменшується. Тому необхідно старанно стежити за режимом роботи транзисторів, усуваючи зовнішнє нагрівання пристрою, який працює при підвищених потужностях.

*Максимально допустимий струм колектора  $I_{k.max}$*  обмежується максимально допустимою потужністю, що розсіюється колектором. Перевищення граничного значення струму колектора призводить до теплового пробою колекторного переходу і виходу транзистора з ладу.

*Максимально допустима напруга* між колектором і загальним електродом транзистора ( $U_{кетmax}$  або  $U_{кбmax}$ ) визначається значенням пробивної напруги переходу. Крім того, вона залежить від потужності, струму колектора і температури навколишнього середовища.

З метою надійності роботи схеми не рекомендується використовувати розміри струмів, напруг і потужностей вище 70% їх найбільших допустимих значень. Проте варто відзначити, що при роботі в ключовому режимі значна потужність виділяється на транзисторі лише протягом переходу з відкритого стану до закритого і навпаки (на активній ділянці характеристики). Тому середнє за період значення потужності, що розсіюється в транзисторі, відносно невелике, що дозволяє припускати миттєві значення струмів колектора і емітера в 2...3 рази більші паспортних, граничних для режиму підсилення значень, не побоюючись перегріву транзистора.

*Гранична частота підсилення струму ( $f_\alpha$  або  $f_\beta$ )* – частота, при якій коефіцієнт підсилення струму  $\alpha$  або  $\beta$  зменшується до 0,7 (у  $\sqrt{2}$  разів) свого значення на низьких частотах.

Вище перераховано лише найбільш важливі експлуатаційні параметри транзисторів. В паспортах транзисторів і довідниках вказується ще ряд інших параметрів.

### 3.3 Пільові транзистори

Пільовим транзистором називається триелектродний напівпровідниковий прилад, у якому струм створюють основні носії заряду під дією подовжнього електричного поля, а керування величиною струму здійснюється поперечним електричним полем, яке створюється напругою, прикладеною до керувального електрода [4, 16]. Таким чином, пільовий транзистор утворює тонкий шар напівпровідника типу  $n$  (або  $p$ ), який називається *каналом*, а керування провідністю даного каналу здійснюється напругою, прикладеною до керувального електрода, який називається *затвором*. Принцип дії транзисторів із каналом типу  $n$  або  $p$  аналогічний; відмінність полягає лише в полярності напруги джерела живлення. Вмикання каналу в електричне коло забезпечується за допомогою двох омичних електродів, один із яких називається *витоком*, а інший – *стоком*.

Всі пільові транзистори за їх конструктивними особливостями можна розділити на дві групи [1, 4, 16]:

- пільові транзистори з  $p$ - $n$  переходами;
- пільові транзистори з ізольованим затвором.

На рис. 3.35 наведено схематичне зображення конструкції пільового транзистора з  $p$ - $n$  переходами і каналом  $n$ -типу та схема його вмикання. Вивід, під'єднаний до областей  $p$ -типу, є затвором. Виток, сток і затвор відповідають емітеру, колектору і базі біполярного транзистора.

Величина струму в каналі залежить від напруги  $U_c$ , прикладеної між стоком і витком, та величин навантажувального і каналного опорів. При постійних  $U_c$  і  $R_n$  струм у каналі  $I_c$  (струм стоку) залежить тільки від ефективної площі поперечного перерізу каналу. Джерело  $E_{зв}$  створює негативну напругу на затворі (обернена напруга на  $p$ - $n$  переході), що призводить до зменшення струмопровідного перерізу каналу. Зі зменшенням перерізу каналу збільшується опір між витком і стоком і знижується величина струму  $I_c$ . Зменшення напруги на затворі викликає зменшення опору каналу і зростання струму  $I_c$ .

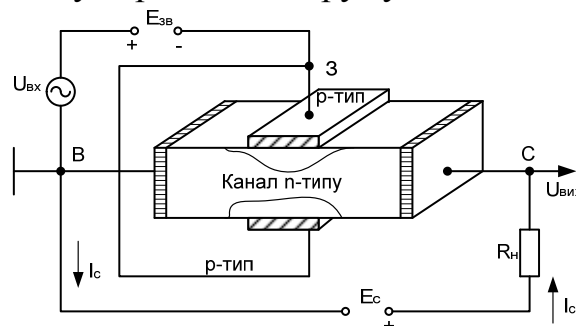


Рисунок 3.35 – Схематичне зображення конструкції і схема вмикання пільового транзистора з  $p$ - $n$  переходами і каналом  $n$ -типу

Підключивши послідовно з  $E_{зв}$  джерело змінної напруги  $U_{вх}$ , можна змінювати струм через канал за законом зміни вхідної напруги. Струм стоку, проходячи через опір навантаження  $R_n$ , створює на ньому спад напруги, що змінюється за законом  $U_{вх}$ . При відповідному підборі величини  $R_n$  можна домогтися підвищення рівня вихідної напруги порівняно з напругою на вході, тобто підсилити сигнал.

На рис. 3.36, а наведено зразковий вигляд вихідних (стокових) вольт-амперних характеристик  $I_c=f(U_c)$  при  $U_3=const$  польового транзистора з  $p-n$  переходами та каналом  $n$ -типу (для транзистора з каналом  $p$ -типу характеристики аналогічні, змінюється лише полярність напруги).

Перша характеристика відповідає відсутності напруги між затвором і витоком, тобто  $U_3=0$ . При збільшенні напруги  $U_c$  струм  $I_c$  зростає.

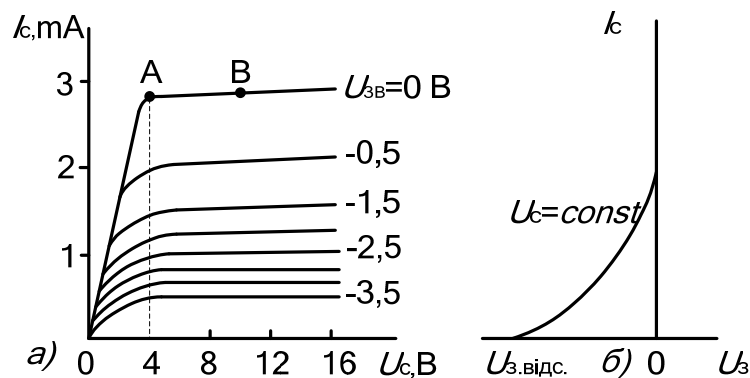


Рисунок 3.36 – Характеристики: (а) – вихідні (стокові), (б) – стокозатворна польового транзистора з  $p-n$  переходами і каналом  $n$ -типу

Спочатку залежність  $I_c=f(U_c)$  буде майже лінійною (ділянка 0А на рис. 3.36, а). Однак зі зростанням  $I_c$  збільшується спад напруги на каналі, підвищується зворотний зсув для  $p-n$  переходів (особливо поблизу стоку), що веде до звуження перерізу струмопровідного каналу і уповільнює зростання струму  $I_c$ . В остаточному підсумку біля стокового кінця пластинки канал звужується настільки, що подальше підвищення напруги вже не приводить до зростання  $I_c$  (ділянка АВ), тобто струм стоку входить в режим насичення. Напруга  $U_c$ , при якій відбувається насичення, називається напругою насичення  $U_{c,нас}$ . Аналогічним чином трактуються залежності струму  $I_c$  від напруги  $U_c$  для ряду напруг на затворі ( $U_3 < 0$ ), тільки струм стоку входить в режим насичення тим раніше, чим більша негативна напруга на затворі.

Залежність струму стоку від напруги на затворі  $I_c=f(U_3)$  при незмінній напрузі стоку  $U_c=const$  одержала назву стокозатворної характеристики (див. рис. 3.36, б). При деякій напрузі на затворі  $U_{з,відс}$  канал повністю перекритий, і струм стоку практично дорівнює нулю.

Польові транзистори з ізолюваним затвором мають структуру метал–діелектрик (окис)–напівпровідник. Тому їх часто називають *МДН-* або *МОН-*транзисторами. Принцип роботи цих приладів оснований на ефекті поля в поверхневому шарі напівпровідника.

На рис. 3.37 схематично наведена конструкція такого транзистора з каналом *n*-типу.

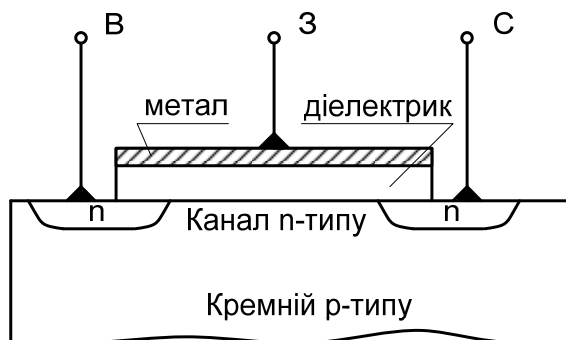


Рисунок 3.37 – Польовий транзистор з ізолюваним затвором

Основою приладу слугує пластинка (підкладка) монокристалічного кремнію *p*-типу. Області витоків і стоків являють собою ділянки кремнію, сильно леговані домішкою *n*-типу. Відстань між витоків і стоком приблизно 1 мкм. На цій ділянці розташована вузька слаболегована смужка кремнію *n*-типу (канал). Затвором слугує металева пластинка, ізолювана від каналу шаром діелектрика товщиною приблизно 0,1 мкм. Як діелектрик може використовуватись вирощена при високій температурі плівка двоокису кремнію.

Залежно від полярності напруги, прикладеної до затвору (відносно витоків), канал може *збіднюватися* або *збагачуватися* носіями заряду (електронами).

При негативній напрузі на затворі електрони провідності виштовхуються з області каналу в об'єм напівпровідника підкладки. При цьому канал збіднюється носіями заряду, що призводить до зменшення струму в каналі. Позитивна напруга на затворі сприяє втягуванню електронів провідності з підкладки в канал. У цьому режимі, що одержав назву режиму збагачення, струм каналу зростає. Таким чином, на відміну від польового транзистора з *p-n* переходами, транзистор з ізолюваним затвором може працювати з негативною або позитивною напругою на затворі.

Вихідні характеристики польового транзистора з ізолюваним затвором мають такий же вигляд, як і характеристики польового транзистора з *p-n* переходами (рис. 3.38, *a*).

Різниця полягає лише в тому, що польові транзистори з  $p-n$  переходами можуть працювати лише в режимі збіднення (звуження) каналу, а транзистори типу *МДН* (*МОН*) працюють як у режимі збіднення, так і в режимі збагачення. З цієї ж причини стокзатворна характеристика транзистора з ізолюваним затвором захоплює область протилежної полярності напруги між затвором і витоком (рис. 3.38, б).

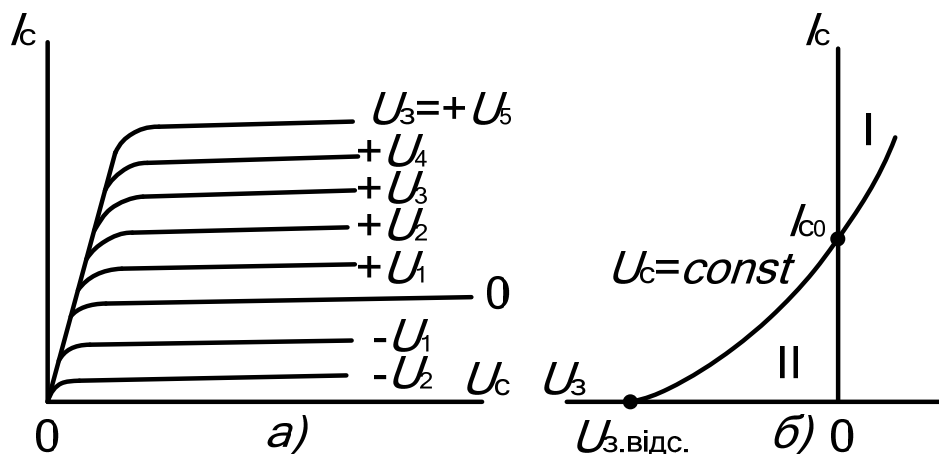


Рисунок 3.38 – Стокові (а) і стокзатворна (б) характеристики польового транзистора з ізолюваним затвором і каналом  $n$ -типу

Основними параметрами польових транзисторів є нижченаведені.

*Крутість характеристики* – відношення приросту струму стоку до приросту напруги на затворі при постійній напрузі стоку, яка характеризує ефективність керувальної дії затвора,

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_3}.$$

*Напруга відсікання (відсічки)  $U_{3,відс}$*  – напруга на затворі, при якій струмопровідний канал виявиться перекритим.

*Вхідний опір  $R_{вх}$*  – опір між затвором і витоком (визначається при максимально допустимій напрузі між цими електродами)

$$R_{вх} = \frac{\Delta U_{3max}}{\Delta I_{3max}}. \quad (3.13)$$

*Вихідний опір  $R_{вих}$*  – опір між стоком і витоком (визначається в режимі насичення) при постійній напрузі на затворі

$$R_{\text{вих}} = \frac{\Delta U_C}{\Delta I_C}. \quad (3.14)$$

Вихідний опір характеризується тангенсом кута нахилу вихідних характеристик. У робочій області цей кут близький до нуля і, отже, вихідний опір є достатньо великим (сотні кілоом).

Крім зазначених, польові транзистори характеризуються рядом аналогічних біполярним транзисторам максимально допустимих параметрів, що визначають їх граничні режими роботи.

До найважливіших переваг польових транзисторів варто віднести:

1. *Високий вхідний опір*, що досягає в транзисторах із *p-n* переходами величини  $10^6 \dots 10^9$  Ом, а в транзисторах з ізольованим затвором –  $10^{13} \dots 10^{15}$  Ом. Таке високе значення вхідного опору пояснюється тим, що в транзисторах із *p-n* переходами електронно-дірковий перехід між затвором і витокком ввікнений в зворотному напрямку, а в транзисторах з ізольованим затвором вхідний опір визначається дуже великим опором витокку діелектричного прошарку;

2. *Малий рівень власних шумів*, тому що в польових транзисторах, на відміну від біполярних, у перенесенні струму беруть участь заряди тільки одного знака, що унеможливорює появу рекомбінаційного шуму;

3. *Висока стійкість* до температурних і радіоактивних впливів;

4. *Висока щільність* розташування елементів при використанні приладів в інтегральних схемах.

Польові транзистори можуть бути використані в схемах підсилювачів, генераторів, перемикачів. Особливо широко застосовуються вони в підсилювачах з низьким рівнем шуму і високим вхідним опором. Дуже перспективним є також використання їх (з ізольованим затвором) у цифрових і логічних схемах.

### 3.4 Одноперехідний транзистор

*Одноперехідний транзистор* (інша назва «двобазовий діод») – це монокристалічна пластинка кремнію *n*-типу з високим значенням питомого опору, на кінцях якої розташовані омичні контакти баз *B1* і *B2*, а на бічній стороні – один емітерний *p-n* перехід (рис. 3.39, *a*). Ділянки кристала довжиною  $l_1$  і  $l_2$  (звичайно  $l_1 \ll l_2$ ) виконують функції баз приладу. Емітерний контакт є зовнішнім виводом емітера *E*. Схема вмикання одноперехідного транзистора наведена на рис. 3.39, *б*. До виводів баз *B1* і *B2* підводять напругу живлення  $U_{б1б2}$ , причому база *B2* має позитивний потенціал відносно бази *B1*, яка, зазвичай, є загальною точкою між входом та виходом [4, 16].

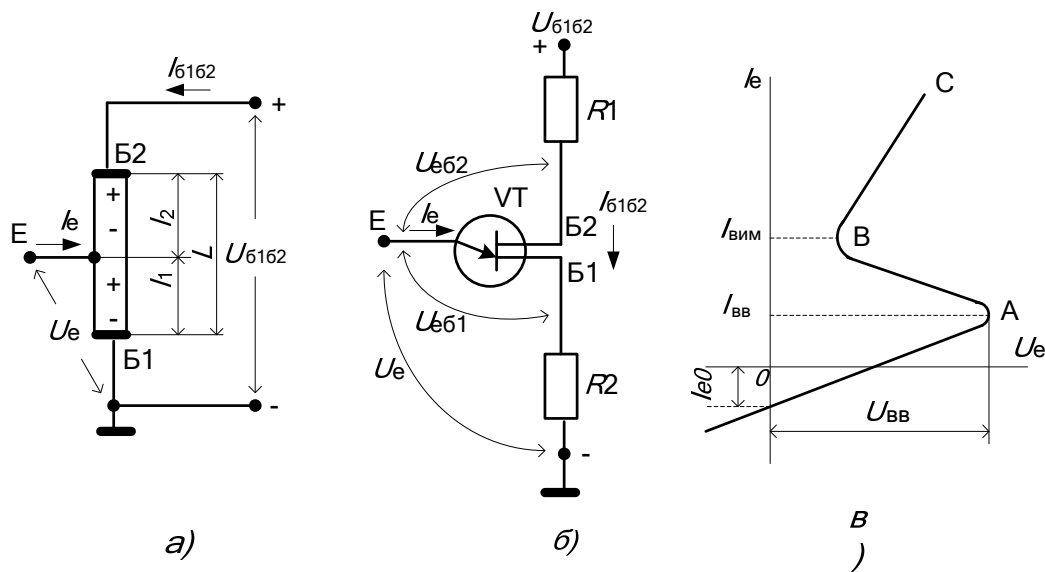


Рисунок 3.39 – Схема для пояснення принципу дії (а), схема ввімкнення (б) і вольт-амперна характеристика (в) одноперехідного транзистора

Під дією напруги живлення в пластинці виникає струм  $I_{\delta 162}$ . Ділянка між базами транзистора являє собою омичний опір у декілька кілоом із лінійною вольт-амперною характеристикою. Тому напруга  $U_{\delta 162}$  розподіляється по базах пропорційно їхнім опорам, які залежать від довжин  $l_1$  і  $l_2$ . Ці напруги відповідно дорівнюють  $U_{e\delta 1}$  і  $U_{e\delta 2}$ . Полярність напруги  $U_{e\delta 1}$  така, що у початковому стані емітерний  $p-n$  перехід буде зміщений в зворотному напрямку і через нього проходить тільки невеликий зворотний струм витoku  $I_{e0}$  (рис. 3.39, в). Цей же стан збережеться при подачі на емітер негативної напруги  $U_e$  або позитивної, яка не перевищує величину напруги  $U_{e\delta 1}$ .

Якщо ж напруга  $U_e$  перевищить напругу  $U_{e\delta 1}$  на величину, достатню для відмикання емітерного  $p-n$  переходу (точка А на рис. 3.39, в), то в кремнієву пластинку з емітера будуть інжектуватися дірки. Під дією електричного поля джерела живлення ці дірки будуть рухатися в напрямку до виводу бази  $B1$ , створюючи емітерний струм, що призведе до збільшення провідності на ділянці довжиною  $l_1$ , і до незначного зменшення опору на цій ділянці. У результаті внутрішній спад напруги  $U_{e\delta 1}$  зменшиться, що спричинить подальше відмикання емітерного  $p-n$  переходу і збільшення струму емітера і т. п.

Процес наростання емітерного струму буде розвиватися лавинним чином. Зі зростанням емітерного струму, пов'язаного зі збільшенням інжекції носіїв із емітера в пластинку, опір емітерного переходу знижується, а напруга  $U_e$  зменшується. Це призводить до появи на вольт-амперній характеристиці ділянки негативного опору приладу (ділянка АВ).

Подальше збільшення емітерного струму (ділянка  $BC$ ) пов'язано з підвищенням зовнішньої емітерної напруги.

Завдяки простоті конструкції, стабільній напрузі ввімкнення, малому струму в колі керування одноперехідні транзистори з успіхом використовуються в різних імпульсних схемах.

### 3.5 Чотиришарові напівпровідникові прилади

Чотиришарові напівпровідникові прилади (*тиристори*) належать до класу напівпровідникових приладів, які складаються з чотирьох областей різного типу провідності, що послідовно чергуються [4, 16].

*Діодний тиристор* (динистор) – напівпровідниковий прилад, який є чотиришаровою структурою типу  $p-n-p-n$ , що має виводи від двох крайніх областей. Часто такі прилади називають також некерованими перемикальними діодами.

*Триодний тиристор* (тринистор) – це напівпровідниковий прилад, який є чотиришаровою структурою типу  $p-n-p-n$ , що має виводи від двох крайніх областей і від однієї внутрішньої (базової) області.

Схематично чотиришарові структури зображені на рис. 3.40, *а, б*. В цих структурах крайні електронно-діркові переходи ідентичні емітерному, а середній перехід – колекторному біполярних транзисторів, тому тиристор можна зобразити як два транзистора (рис. 3.40, *в*). Електрод, що забезпечує електричний зв'язок із зовнішньою  $n$ -областю, називається *катодом*, а з зовнішньою  $p$ -областю – *анодом*. У тринисторів із внутрішньою  $p$ -областю ( $p$ -базою) з'єднаний керувальний електрод.

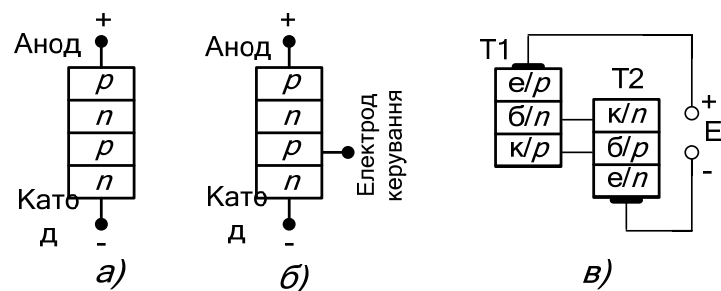


Рисунок 3.40 – Чотиришарові структури динистора (*а*) і тринистора (*б*), еквівалентна схема (*в*)

Для аналізу роботи тиристора чотиришарову структуру доцільно уявити у вигляді двох транзисторів різних типів  $p-n-p$  і  $n-p-n$  (рис. 3.40, *в*), причому, колекторний струм транзистора  $p-n-p$  ( $T1$ ) одночасно є базовим струмом транзистора  $n-p-n$  ( $T2$ ), а колекторний струм транзистора  $T2$  – базовим струмом транзистора  $T1$ . При збільшенні напруги джерела



живлення інжектовані з емітера одного транзистора основні носії зарядів перетинають область, де вони є неосновними, частково рекомбінуючи в ній. Носії, що не рекомбінували, проходять через колекторний перехід і, опинившись в області, для якої вони є основними, тобто в базі другого транзистора, знижують висоту потенціального бар'єра, сприяючи інжекції зарядів із емітера цього транзистора, що веде до збільшення загального струму приладу.

Невелике збільшення емітерного струму  $\Delta I_{e1}$  транзистора  $T1$  викликає збільшення струму колектора  $\Delta I_{k1}$ , котрий є струмом бази транзистора  $T2$  і тому викликає збільшення струму колектора  $\Delta I_{k2}$

$$\Delta I_{k2} = \Delta I_{e2} \beta_2 = \Delta I_{k1} \beta_2,$$

де  $\beta_2$  – коефіцієнт підсилення струму транзистора  $T2$ , ввімкненого за схемою з загальним емітером.

В свою чергу, збільшення струму колектора  $\Delta I_{k2}$ , котрий є струмом бази транзистора  $T1$ , викликає нове збільшення струму колектора даного транзистора  $\Delta_2 I_{k1}$

$$\Delta_2 I_{k1} = \Delta I_{k2} \beta_1 = \Delta I_{k1} \beta_1 \beta_2,$$

де  $\beta_1$  – коефіцієнт підсилення струму транзистора  $T1$ , ввімкненого за схемою із загальним емітером.

Таким чином, до кінця першого циклу початковий приріст колекторного струму вихідного транзистора зростає в  $\beta_1 \beta_2$  разів. Далі процес продовжується, і струм у контурі еквівалентних транзисторів зростає лавиноподібно.

Перехід структури  $p-n-p-n$  із непровідного стану в провідний можна викликати не лише підвищенням напруги зовнішнього джерела, а й збільшенням струму в одному з еквівалентних транзисторів. Для цього в тиристорі від однієї з баз роблять вивід (керувальний електрод). Змінюючи струм керувального електрода можна регулювати напругу перемикачання, а отже, управляти роботою приладу.

Типова вольт-амперна характеристика динистора наведена на рис. 3.41, а. Вона може бути розбита на такі основні області: область малого позитивного опору, що відповідає відкритому стану приладу ( $I$ ); область негативного опору ( $II$ ); область оборотного пробою середнього  $p-n$  переходу ( $III$ ); непровідні стани області високого опору ( $IV$ ,  $V$ ); область необоротного пробою ( $VI$ ). ВАХ тринистора аналогічні ВАХ динистора, різниця лише в можливості керування початком області ( $III$ ) оборотного пробою середнього  $p-n$  переходу (рис. 3.41, б).

З вольт-амперної характеристики видно, що тиристор може знаходитися в двох стійких станах. Перший стан характеризується малим струмом через прилад і великим спадом напруги на ньому (ділянка *IV*). Другий стійкий стан відповідає малому спаду напруги на приладі і великому струму, що проходить через нього (ділянка *I*).

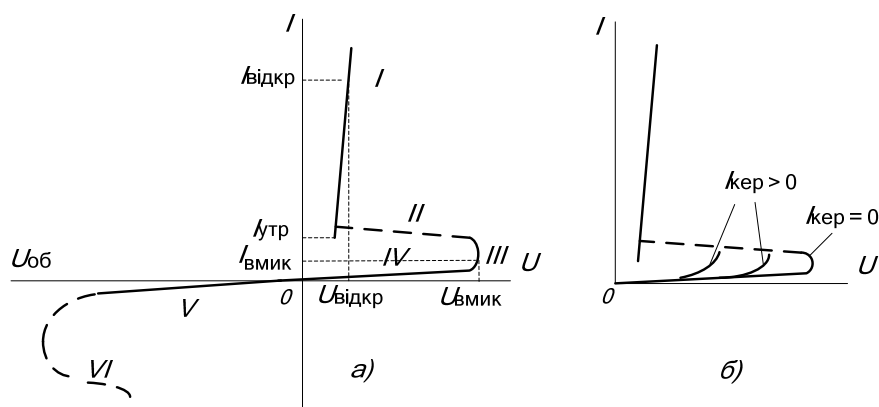


Рисунок 3.41 – Вольт-амперні характеристики динистора (а) і тринистора (б)

Основні параметри динисторів і тринисторів [4, 16]

*Напруга вмикання*  $U_{вмик}$  – напруга, при якій відбувається електричний пробій і струм через прилад починає різко зростати.

*Утримувальний струм*  $I_{утр}$  – мінімальний основний струм, необхідний для підтримки тиристора у відкритому стані.

*Напруга у відкритому стані*  $U_{відкр}$  – спад напруги на приладі при певному струмі у відкритому стані тиристора.

*Струм відпирання* керувального електрода  $I_{к.від}$  – мінімальне значення постійного струму керувального електрода, що забезпечує перехід тиристора з закритого стану у відкритий при певному режимі основного кола.

*Час вмикання*  $t_{вм}$  – інтервал часу між моментом на початку імпульсу відпирання, відповідним 0,1 його амплітуди, і моментом, коли основна напруга спадає до 0,1 значення різниці напруг у закритому і відкритому станах тиристора.

*Час вимикання*  $t_{вим}$  – час, протягом якого основний струм зменшується до нуля при перемиканні тиристора по колу основних електродів із відкритого стану в закритий.

Необхідно відзначити, що параметри чотиришарових приладів можуть суттєво змінюватися в інтервалі робочих температур. Тиристори мають чітко виражені перемикальні властивості, що дозволяють використовувати їх у різних схемах автоматики та обчислювальної техніки. На основі

чотиришарових приладів створений *фототристор* – швидкодійний і високочутливий перемикач, керований світлом.

### Контрольні запитання та завдання

1. Як називається прилад з двома виводами, який містить один електронно-дірковий перехід?
2. Як поділяються напівпровідникові діоди за призначенням?
3. Якщо до пластинки германію приварити дріт з вольфраму, покритий індієм, то що утвориться?
4. У яких випрямних діодах зворотні струми більші при однаковій напрузі?
5. Коли застосовують паралельне з'єднання випрямних діодів?
6. Яка друга назва високочастотних напівпровідникових діодів?
7. У яких діодів зворотний струм при збільшенні зворотної напруги рівномірно зростає?
8. Які діоди є різновидом високочастотних діодів?
9. При створенні робочого режиму яких напівпровідникових діодів використовується ефект Зінера?
10. Яка з гілок вольт-амперної характеристики стабілітрона не відрізняється від аналогічної характеристики випрямного діода?
11. Які напівпровідникові діоди використовують для стабілізації напруги в межах 0,3...1 вольт?
12. Яка з гілок вольт-амперної характеристики оберненого діода не відрізняється від аналогічної тунельного діода?
13. Робота яких діодів основана на залежності бар'єрної ємності від прикладеної зворотної напруги?
14. В якій області спектра випромінює діод, якщо ширина забороненої зони у нього менша 1,7 еВ?
15. Механізм якої люмінесценції полягає в тому, що, послідовно поглинувши два фотони з визначеною довжиною хвилі, люмінофор випромінює фотон з довжиною хвилі в два рази меншою?
16. Яка область біполярного транзистора є базою?
17. Як пояснити назву транзистора – «біполярний?»
18. Яке співвідношення між опорами переходів транзистора в активному режимі?
19. Що відбувається при зростанні прямої вхідної напруги транзистора?
20. Який струм у транзистора найбільший?
21. Яке співвідношення у транзисторі між початковим струмом колектора і початковим наскрізним струмом?
22. Який основний параметр транзистора має значення 0,950 та більше?

23. У якої схеми ввімкнення транзистора найбільший коефіцієнт підсилювання потужності?
24. Для якої зі схем ввімкнення транзистора полярність джерела живлення вхідного кола протилежна полярності джерела живлення вихідного кола?
25. У якій схемі ввімкнення транзистора коефіцієнт підсилювання напруги менший одиниці?
26. Які характеристики знімають при постійному струмі і відсутності навантаження у вихідному колі?
27. Які з параметрів належать до  $h$ -параметрів транзистора?
28. Які дані необхідні для побудови робочої характеристики транзистора – лінії навантаження?
29. Чим пояснити збільшення інтегральної чутливості фототранзистора порівняно з фотодіодом?
30. Які є різновиди польових транзисторів?
31. Які транзистори мають найбільший вхідний опір?
32. Який опір має ділянка між базами одноперехідного транзистора?
34. Які є різновиди тиристорів?
35. Як скласти еквівалентну схему тиристора?

## Розділ 4 МІКРОЕЛЕКТРОННІ ТЕХНОЛОГІЇ

*Мікроелектроніка* є напрямком електроніки, що дозволяє за допомогою складного комплексу фізико-хімічних, технологічних, конструктивних і схемотехнічних засобів вирішити проблему створення високонадійних та економічних електронних елементів і приладів.

Слід відрізнити мікроелектроніку від мікромініатюризації електронної апаратури, бо це, хоча і взаємопов'язані, але не тотожні напрямки. В процесі мікромініатюризації апаратури вирішують, головним чином, задачу зменшення її об'єму і маси. З цією метою використовують малогабаритні дискретні елементи (резистори, конденсатори, діоди, транзистори і т. п.), що об'єднуються в мініатюрні функціональні вузли – мікромодулі. Цей напрямок не може забезпечити принципово новий підхід до підвищення надійності та економічності апаратури, що безперервно ускладнюється. Тому задача мікроелектроніки полягає не лише у зменшенні габаритів і маси електронних елементів і приладів, але й, передусім, в якісно новому підході до їхньої розробки і застосування. Сучасна мікроелектроніка розвивається, в основному, в напрямку, пов'язаному зі створенням і вдосконаленням *функціональних приладів* [3, 4, 18].

Відповідно до прийнятої термінології, *мікросхема* – це мікроелектронний виріб, що має велику щільність монтажу і розглядається як єдине конструктивне ціле.

*Інтегральна мікросхема* (ІМС) – мікроелектронний виріб, який виконує певну функцію перетворення і обробки сигналу і має високу щільність розміщення електрично з'єднаних елементів і компонентів, виконаних в єдиному технологічному циклі. Залежно від кількості елементів розрізняють ступінь інтеграції ІМС.

Інтегральні мікросхеми, що містять більше 100 елементів, прийнято називати *великими інтегральними схемами* (ВІС). Також в наш час виготовляють надвеликі мікросхеми (НВІС).

*Напівпровідникова* ІМС – інтегральна мікросхема, всі елементи і міжелементні з'єднання якої виконані в об'ємі і на поверхні напівпровідника.

*Плівкова* ІМС – інтегральна мікросхема, всі елементи і міжелементні з'єднання якої виконані у вигляді плівок. Існують тонкоплівкові і товстоплівкові ІМС.

*Гібридна* ІМС – інтегральна мікросхема, що містить в собі елементи, компоненти і кристали.

*Елемент* ІМС – частина інтегральної мікросхеми, яка реалізує функцію будь-якого електрорадіоелемента, виконана нероздільно від кристала чи

підкладки, і не може бути виділена як самостійний виріб (наприклад, транзистор, діод, резистор, конденсатор та ін.).

*Компонент* ІМС – частина інтегральної мікросхеми, яка реалізує функцію будь-якого електрорадіоелемента і яка може бути виділена як самостійний виріб.

*Підкладка* (плата) ГІМС – призначена для монтажу компонентів, нанесення на ній елементів гібридних і плівкових ІМС, міжелементних і міжкомпонентних з'єднань, а також контактних площадок.

*Кристал* ІМС – частина напівпровідникової пластини, в об'ємі і на поверхні якої сформовані елементи напівпровідникових мікросхем, міжелементні з'єднання і контактні площадки.

*Контактна площадка* ІМС – металізована ділянка на платі чи на кристалі, призначена для приєднання виводів компонентів і інтегральних мікросхем, перемичок, а також для контролю її електричних параметрів.

Підвищення ступеня інтеграції мікросхем і пов'язане з цим зменшення розмірів елементів мають певні межі. Інтеграція понад декількох десятків тисяч елементів виявляється економічно недоцільною і технологічно важко здійсненою. Тому надзвичайно перспективним напрямком подальшого розвитку електронної техніки є *функціональна мікроелектроніка*, що дозволить реалізувати певну функцію апаратури без застосування стандартних базових елементів. У функціональній мікроелектроніці використовуються різноманітні фізичні явища, закладені в основу оптоелектроніки, акустoeлектроніки, кріoeлектроніки, хемотроніки, магнітоелектроніки та ін.

#### **4.1 Гібридні інтегральні мікросхеми**

Щодо конструкції, то ГІМС – це плата (діелектрична або металева з ізоляційним покриттям), яка розташована в корпусі, на її поверхні сформовані плівкові елементи та змонтовані інші компоненти.

Залежно від способу формування плівкових елементів, ГІМС поділяють на тонкоплівкові і товстоплівкові. Технологія (тонкоплівкова чи товстоплівкова) визначає можливість реалізації плівкових елементів з потрібними номінальними параметрами.

Різні типові технологічні процеси тонкоплівкової технології (масковий, фотолітографічний, комбінований та інші) забезпечують формування плівкових елементів з достатньо високою точністю і відтворенням. Товстоплівкова технологія також дозволяє формувати елементи з різними параметрами. Але точність і відтворення значень параметрів низькі; необхідною операцією цієї технології є підгонка елементів до потрібного значення параметрів. Вид технології визначає матеріал і розмір плати. В свою чергу, розмір плати залежить від типорозміру необхідного корпуса, вибір типу останнього залежить від умов експлуатації. Ступінь інтеграції

ГІМС тонкоплівкової технології вищий, ніж товстоплівкових мікросхем, але останні дешевші і більш підходять для розробки пристроїв, робота яких супроводжується великим виділенням теплоти [3, 4, 18].

#### 4.1.1 Конструктивні елементи гібридних ІМС

В сучасних гібридних інтегральних схемах пасивні елементи (резистори, конденсатори, контактні площадки і внутрішньосхемні з'єднання) виконують шляхом послідовного нанесення на підкладку плівок з різних матеріалів, а активні елементи (діоди, транзистори та ін.) виконують у вигляді окремих (дискретних) навісних деталей (в мініатюрному або безкорпусному оформленні) [4].

Залежно від товщини плівок розрізняють *товстоплівкові* (1...25 мкм) і *тонкоплівкові* (до 1 мкм) гібридні мікросхеми. Істотним недоліком перших є нестабільність номінальних значень величин пасивних мікроелементів і відносно низька щільність монтажу. Тонкі плівки забезпечують щільність монтажу до 200 елементів на сантиметр кубічний і високу точність елементів.

Основними конструктивними елементами гібридної інтегральної мікросхеми є:

- підкладка, на якій містяться пасивні (з планарним розташуванням плівкові провідники, контактні площадки, резистори і конденсатори) і навісні елементи;

- навісні безкорпусні напівпровідникові прилади з гнучкими дротяними выводами або з жорстко фіксованою системою выводів;

- навісні мініатюрні пасивні елементи (конденсатори великих номіналів, трансформатори, дроселі), що застосовуються як виняток;

- корпус для герметизації мікросхеми і закріплення її выводів.

Як матеріал *підкладки* найбільш часто використовують скло і кераміку. Цей вибір зумовлений малою питомою електропровідністю, хімічною стійкістю і високою діелектричною міцністю. Крім даних матеріалів також використовують ситал, плавлений кварц та ін. Для забезпечення гарного зчеплення плівок з підкладкою, остання підлягає ретельному поліруванню, травленню в кислотах і промиванню. Клас чистоти обробки поверхні підкладки зазвичай 12...14. З інших параметрів матеріалу підкладки важливими є: температурний коефіцієнт лінійного розширення та коефіцієнт теплопровідності (у скла  $39...50 \times 10^{-7}$   $1/^\circ\text{C}$  та 1...1,5 Вт/м $^\circ\text{C}$ , електрична міцність (у кераміки 50 кВ/мм). Крім того, перед нанесенням плівок підкладку очищають шляхом іонного бомбардування безпосередньо в приладі для напилення.

Підкладка гібридної мікросхеми являє собою чотирикутну пластинку зі стандартними довжиною, шириною і товщиною. Характеристики матеріалів підкладок ГІМС та розміри наведені в [4].

*Провідники* служать для з'єднання окремих елементів мікросхеми один з одним, а *контактні площадки* – для з'єднання плівкових і навісних елементів з провідниками, а також для зв'язку з зовнішніми виводами мікросхеми.

Основними вимогами до плівкових провідників і контактних площадок є: висока електрична провідність; добра адгезія до підкладки і добра спроможність до паяння або до зварювання; малий перехідний опір між провідним шаром і іншими елементами мікросхеми; хімічна інертність щодо інших шарів.

Для напилення провідників і контактних площадок рекомендуються золото, срібло, мідь, алюміній і нікель (товщина шару 0,6...0,8 мкм). Для поліпшення адгезії струмопровідних матеріалів до підкладки напиляють підшар хрому, титану, молібдену, заліза і ін.

В конструкції плівкової мікросхеми часто виникає необхідність перетину одного провідника з іншим. Перетин являє собою мікроконденсатор, бо між провідниками виникає паразитний ємнісний зв'язок. Кожний перетин не повинен мати ємність більшу 2 пФ. Характеристики тонкоплівкових провідників і контактних площадок наведені в [4].

*Плівкові резистори* виготовляються з матеріалів (хром, ніхром, тантал, металокераміка, спеціальні провідні фарби на основі вуглецю та ін.), що характеризуються великим електричним опором і низьким ТКО.

Зазвичай плівкові резистори мають прямокутну форму. Для отримання стабільних плівкових резисторів товщина плівки повинна бути в межах 0,01...1 мкм. Дуже тонкі плівки (0,005 мкм) значно змінюють свої параметри в процесі виготовлення та експлуатації схеми. Крім того, вплив повітря викликає поверхневе їх окислення, що призводить до зміни опору. В більш товстих плівках це окислення є менш впливовим. Однак плівки товщиною більше 1 мкм не забезпечують достатньо тривкого зчеплення з підкладкою.

Нормалізованою мірою опору плівкового резистора служить *поверхневий питомий опір*  $R_s$ , (опір, який припадає на квадрат площі резистивної плівки). Одиницею вимірювання такого опору служить величина Ом на квадрат. Значення  $R_s$  залежить лише від питомого опору матеріалу і товщини плівки, є постійною величиною для квадрата будь-яких розмірів. Фактична величина опору резистора  $R$  дорівнює добутку питомого поверхневого опору на число квадратів

$$R=R_s N. \quad (4.1)$$

Ширина резистора, зазвичай, складає не менше 0,2 мм, бо більш вузька ширина може призводити до обривів через дефекти маски або підкладки. Плівкові резистори можуть працювати при напрузі до декількох сотень вольт на частотах до декількох сотень мегагерц [4].



*Плівкові конденсатори* зазвичай складаються з трьох шарів: двох металевих обкладинок і діелектричного шару між ними. За матеріали обкладинок найчастіше використовують алюміній, а також золото, срібло, тантал, мідь і ін. Діелектриками служать моноокис кремнію  $SiO$ , боросилікатне і алюмосилікатне скло та ін. Основні електричні та експлуатаційні параметри плівкових конденсаторів і характеристики захисних матеріалів наведені в [4].

В плівкових мікросхемах застосовують *плівкові індуктивності* у вигляді одношарової спіралі (рис. 4.1). Як матеріал спіралі зазвичай використовують золото, бо воно має гарну провідність. Такі спіралі мають відносно малу індуктивність (одиниці  $мкГн/см^2$ ). Наприклад, індуктивність 10  $мкГн$  містить 46 витків шириною 0,05 мм кожний при відстані між витками 0,1 мм; розмір спіралі 15×15 мм [4].

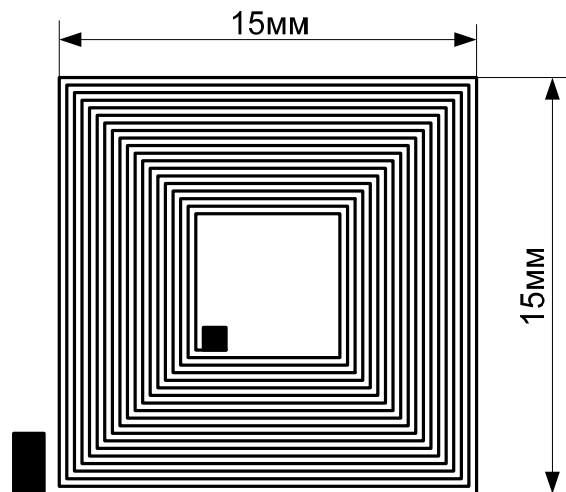


Рисунок 4.1 – Плівкова індуктивність

В гібридних інтегральних мікросхемах як *навісні елементи* застосовують, в основному, безкорпусні напівпровідникові прилади. За способом монтажу в мікросхемі дані прилади можна поділити на дві групи: прилади з гнучкими виводами і прилади з жорсткими об'ємними виводами.

Діаметр дріт'яних виводів складає звичайно 30...40  $мкм$ . Виводи до контактних площадок з'єднуються різними способами, головними з яких є термокомпресійний і ультразвуковий. Спосіб термокомпресії оснований на одночасному впливі тепла і тиску на ділянку контакту. Спосіб ультразвукового зварювання оснований на одночасному впливі дій ультразвукової частоти, збудженої у зварювальних деталях, і тиску в площі зварювання. Вібрації високої частоти, руйнуючи плівку окислу на поверхні розділу металів в площі зварювання, сприяють підвищенню якості зварного з'єднання.

Недолік конструкції безкорпусних напівпровідникових приладів з гнучкими выводами полягає в труднощі автоматизації процесів установа приладів в мікросхему. Тому при складанні активних елементів широко використовуються прилади з жорсткими выводами. Для них характерна відсутність з'єднувальних провідників, що дозволяє автоматизувати процес зварювання і підвищити надійність з'єднань [4].

#### 4.1.2 Основи проектування і технологія виготовлення

Особливістю конструювання гібридних інтегральних мікросхем є поєднання конструктивних і технологічних рішень, пов'язаних з формуванням тих або інших компонентів схеми. Послідовність і основні моменти проектування ГІМС наведені нижче [3, 4].

1. Виконують аналіз принципової електричної схеми та технічного завдання з урахуванням особливості та можливості плівкової технології (отримання плівкових елементів необхідних номінальних значень з потрібною точністю, пробивною напругою, потужністю розсіювання та ін.). При цьому враховують параметри і конструкції активних та інших компонентів, надійність і економічні фактори; в разі потреби виконують новий більш точний електричний розрахунок.

2. Вибирають дискретну елементну базу (типи компонентів).

3. Вибирають тип конструкції ГІМС і тип корпусу, виходячи з умов експлуатації.

4. Уточнюють технологію нанесення плівкових пасивних елементів і вибирають метод складання з урахуванням виду виробництва.

5. Визначають площу підкладки, її форму, розмір і матеріал.

6. Виконують розрахунок плівкових елементів з урахуванням схематичних вимог і технологічних можливостей, визначають форму і геометрію елементів, розробляють топологію схеми (ескізний варіант).

7. Оцінюють паразитні зв'язки (ємність і індуктивність).

8. Виконують тепловий розрахунок.

9. Виконують розрахунок проектної надійності.

10. Розробляють оригінал топології схеми.

11. Розробляють морфологію ГІМС (проектують топологію кожного шару схеми).

12. Розробляють конструкцію ГІМС.

13. Оформляють і виконують випуск технічної документації.

Важливим завданням проектування є розробка топології і морфології ГІМС, на їх базі оформляють документацію на виготовлення фотошаблонів і виконують складання.

При розробці *топології* проектують схему взаємного розташування плівкових елементів, розраховують їх геометричні розміри, вибирають форму, компонують плівкові та навісні елементи і виконують креслення їх розміщення на підкладці у збільшеному масштабі.

Розробка *морфології* містить визначення ступеня інтеграції, кількості плівкових шарів, їх конфігурації, геометрії та послідовності формування. Зазвичай кожний шар є топологічною структурою, яка виконується нанесенням плівки одного матеріалу (резистивного, діелектричного, захисного та ін.).

Початковими для проектування топології є схемотехнічні дані, технологічні та конструктивні дані і вимоги, а також технологічні обмеження.

*Основні схемотехнічні дані:*

1) електрична схема із зазначенням вхідних і вихідних сигналів, режимів живлення;

2) перелік елементів схеми, їх параметрів і характеристик (номінальні значення, допуск на номінал, електричний і тепловий режими, стабільність у часі та ін.);

3) умови експлуатації.

*Додаткові схемотехнічні дані:*

1) для електричної схеми: значення *опорів* найбільш критичних комутаційних зв'язків і тип живлення; допустимий *спад напруги* в провідниках; значення *реактивних* параметрів плівкових провідників і дротяних виводів; значення *паразитних* параметрів між окремими елементами; величина *наведених сигналів*; допустиме значення *ємності шин* живлення; загальна *потужність*, яку розсіює схема; наявність *контрольних* точок;

2) для параметрів елементів: *добротність* конденсаторів на певній частоті; діапазон і крок *регулювання* номіналів елементів, які потребують підгонки після виготовлення.

*Технологічні дані* – це параметри підкладок, плівкових елементів (резисторів, конденсаторів), провідників, контактних площадок, міжшарової ізоляції та захисного шару. Також це дані якісних параметрів технології отримання плівок і плівкових складних структур, параметрів плівок різного призначення (резистивні, провідникові, контактні, діелектричні, захисні), комбінацій різних плівок, кількості шарів і послідовностей напилення матеріалів залежно від способу виготовлення пасивної частини схеми, точності виготовлення плівкових елементів.

*Основні технологічні вимоги:*

1) послідовність нанесення шарів плівкової структури повинна строго дотримуватись;

2) оригінал ГІМС повинен виконуватись в прямокутній системі координат в масштабі 10:1 або 20:1;

3) при розробці топологічних креслень додають технологічні поля: для щільного притискання масок до підкладок при напиленні; для розрізання підкладки на плати; периферійні поля (масковий метод – 0,5 мм, фотолітографія – 1 мм).

Технологічні обмеження залежать від типу застосовуваної плівкової технології – товстоплівкова або тонкоплівкова.

Конструктивні дані і вимоги характеризують об'єм і форму ГІМС, розмір плати, кількість і розташування виводів, формування одної топологічної структури для низки схем, розміри і спосіб монтажу компонентів, спосіб монтажу ГІМС в корпус.

При аналізі принципової електричної схеми і дослідженні можливостей її реалізації у вигляді плівкової гібридної мікросхеми визначають типи застосовуваних елементів, їхні номінальні параметри, виявляють, які елементи будуть зроблені в плівковому виконанні, а які – в дискретному, а також число і розташування контактних площадок. З цією метою перетворюють принципову електричну схему виробу в комутаційну. Приклад такого перетворення наведений на рис. 4.2 [4]. На комутаційній схемі навісні елементи не зображають (їхні виводи показують контактними площадками).

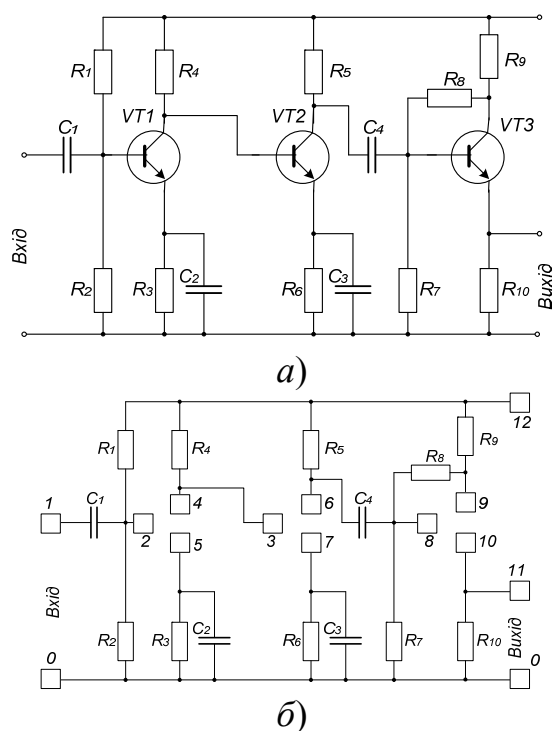


Рисунок 4.2 – Перетворення принципової електричної схеми (а) підсилювача в комутаційну схему (б)

Топологічне креслення мікросхеми – це конструкторський документ, який визначає орієнтацію і взаємне розташування всіх елементів мікросхеми на площі підкладки, а також форму і розміри пасивних елементів.

Для складання топологічного креслення необхідно заздалегідь розрахувати геометричні розміри всіх плівкових елементів, і на цій основі визначити площу підкладки  $S$ . Орієнтовно її обчислюють за формулою

$$S = K \left( \sum_{i=1}^n S_{R_i} + \sum_{i=1}^m S_{C_i} + \sum_{i=1}^h S_{L_i} + \sum_{i=1}^g S_{A_i} + NS_k \right), \quad (4.2)$$

де  $K=2\dots 3$  – коефіцієнт використання площі підкладки;  $S_{R_i}$  – площа резистивного елемента;  $S_{C_i}$  – площа ємнісного елемента;  $S_{L_i}$  – площа індуктивного елемента;  $S_{A_i}$  – площа навісного елемента (транзистора, діода);  $N$  – число контактних площадок;  $S_k$  – площа однієї контактної площадки;  $n, m, h, g$  – число відповідних плівкових резисторів, конденсаторів, котушок індуктивності і навісних елементів [4].

За обчисленою орієнтовною площею підкладки вибирають її типорозмір з рекомендованого ряду. Далі вирішується задача оптимального розміщення на підкладці всіх елементів мікросхеми. При цьому необхідно мати на увазі, що однозначного вирішення топології мікросхеми не існує, і розробнику потрібно змінювати розташування елементів до тих пір, доки не буде знайдений оптимальний варіант, що задовольнить ряд конструктивно-технологічних вимог. Потрібно враховувати, зокрема, що при створенні складної багатоелементної мікросхеми з'являється небезпека виникнення паразитних зв'язків і наводок між розташованими на одній підкладці різноманітними функціональними вузлами. Оскільки інтуїтивна розробка топологічного креслення не завжди дозволяє врахувати всіх чинники, що впливають на роботу мікросхеми, для розробки топологічних креслень з успіхом використовуються електронні обчислювальні машини.

Плівкові мікросхеми можуть бути одношаровими або багатошаровими. Збільшення числа шарів дозволяє скоротити об'єм мікросхеми і збільшити щільність упакування до декількох сотень елементів в  $1 \text{ см}^3$ , але це спричиняє значні технологічні труднощі. Тому рекомендується максимально використати площу підкладки при мінімальному числі шарів (не більше 25). Звісно, плівки елементів, для отримання яких вимагається найбільш висока температура, наносяться першими. Як правило, для кращого тепловідведення на поверхні підкладки розміщують резистивні плівки, після цього провідні плівки з'єднань і обкладинки конденсаторів, далі – діелектричні плівки [3, 4].

Послідовність і основні моменти *виробництва* ГІМС такі [3, 4]: виготовлення фотошаблонів і масок; нанесення плівкових пасивних елементів мікросхеми; монтування дискретних елементів; конструктивне оформлення мікросхеми.

На основі топологічного креслення в фотолабораторії виробляють мініатюрні фотошаблони, розміри яких відповідають розмірам мікросхеми. Фотошаблони виконують на фотопластинках з роздільною здатністю порядку 400 ліній/мм. На їхній основі виробляють маски (трафарети), через

які напилюють необхідні матеріали. Як підкладки для масок використовують нікельовану мідну фольгу, фольгу з нержавіючої сталі і т. п.

Необхідний рисунок маски можна отримати, прорізаючи підкладки електронним променем або травленням. Найбільше поширення отримав другий спосіб. Щоб отримати рисунок травленням підкладки, користуються способом *фотолітографії*. В процесі фотолітографії використовується світлочутливий полімерний матеріал – *фоторезист*. При виготовленні пліткових мікросхем маски можуть використовуватися багаторазово [4].

Існує декілька способів *нанесення пліткових пасивних елементів*. Найбільше розповсюдження отримали вакуумне напылення і катодне розпылення. Для отримання плівок з важкоплавких матеріалів застосовують катодне розпылення. Матеріал, що розпылюється, служить катодом. На анод подається висока напруга (порядку 20 кВ). Підкладку і маску розміщують на невеликій відстані від катода (1...5 см). З приладу відкачується повітря, після чого в нього подають інертний газ, створюючи під ковпаком тиск порядку 0,1...1 Па. Під дією високої напруги в приладі виникає іонізація газу. Важкі іони, потрапляючи на катод, руйнують його. Частинки катода розлітаються в різні сторони і, осідаючи на підкладці, утворюють на ній шар плівки необхідної товщини і форми [4].

Для з'єднання навісних елементів з плітковим монтажем застосовується паяння низькотемпературними припоями, що унеможлиблює пошкодження приладів і порушення адгезії металізованих ділянок підкладки через перегрів. Для з'єднання виводів безкорпусних напівпровідникових приладів з контактними площадками мікросхем розроблена велика кількість способів зварювання і паяння (термокомпресія, зварювання тиском з побічним імпульсним нагріванням, ультразвукове зварювання, паяння хвилею припою, оптичний спосіб паяння, спосіб електронно-променевого зварювання і зварювання променем лазера тощо). Для кріплення до підкладки приладів з гнучкими і жорсткими виводами використовуються спеціальні термостійкі клеї на основі компаундів [4].

*Конструктивне оформлення мікросхеми*. Застосовуються два способи захисту пліткових гібридних мікросхем від впливу зовнішніх чинників і від механічних пошкоджень: безкорпусний захист (герметизація компаундами) і корпусний захист (герметизація за допомогою міцних корпусів різного типу). Корпусний захист рекомендується застосовувати при тривалій (більше десяти діб) експлуатації мікросхем в умовах підвищеної вологості. Корпус повинен мати достатню механічну міцність, малу масу і габарити, надійну електричну ізоляцію. Крім того, всередині нього слід підтримувати достатньо стабільні температурні умови. Для гібридних інтегральних мікросхем застосовують, в основному, три види корпусів: металоскляні круглі, металокерамічні плоскі і металоскляні плоскі [4].

Таким чином послідовність *виготовлення* ГІМС така. Спочатку виготовляється підкладка. Її ретельно шліфують і полірують. Потім наносять резистивні плівки, далі – нижні обкладинки конденсаторів, котушки і провідники (плівкові перемички), після цього діелектричні плівки, а потім знову металеві. Після закінчення операцій з плівками настає черга навісних елементів. При цьому використовують монтаж компонентів за допомогою кулькових, стовпчикових, балкових або стрічкових виводів. Кулькові і стовпчикові виводи забезпечують вищий ступінь інтеграції, проте монтаж компонентів за допомогою балкових і стрічкових виводів більш технологічний. Монтаж плати в корпус – це закріплення плати до основи корпусу і подальше приєднання периферійних площадок до виводів корпусу. Таке приєднання (залежно від типу корпусу) виконують дротяними перемичками або безпосередньо приєднують виводи корпусу до контактних площадок.

## **4.2 Напівпровідникові інтегральні мікросхеми**

На відміну від гібридних інтегральних мікросхем, що складаються з двох різних типів елементів (плівкових і навісних), напівпровідникові інтегральні мікросхеми складаються з єдиного кристалу напівпровідника, окремі (локальні) ділянки якого виконують функції активних і пасивних елементів, між якими існують необхідні електричні з'єднання та ізолювальні прошарки.

Напівпровідникові ІМС мають найвищий ступінь інтеграції елементів (понад  $10^4$  елементів/см<sup>3</sup>) і дозволяють одержати максимальну надійність, тому що кількість з'єднань у них зведено до мінімуму [2, 4, 18].

### **4.2.1 Принципи виготовлення напівпровідникових ІМС**

Основний принцип одержання напівпровідникових ІМС полягає в тому, що вони створюються в єдиному технологічному циклі, тобто всі активні і пасивні елементи цих схем формуються одночасно на одній і тій же несучій конструкції – підкладці. Сам термін «інтегральна схема», як відомо, відображає факт об'єднання (інтеграції) окремих деталей-компонентів у конструктивно єдиний прилад, а також факт ускладнення виконуваних цим приладом функцій порівняно з функціями окремих компонентів [2, 4, 18].

У основу створення напівпровідникової ІМС покладено груповий метод і планарна технологія. Сутність групового методу, оснований ще в дискретній напівпровідниковій техніці, полягає в тому, що на пластині напівпровідника одночасно виготовляється множина однотипних напівпровідникових приладів. Потім пластина розрізається на сотні окремих кристалів, що містять по одному приладу даного типу. Отримані прилади

поміщаються в корпуси з зовнішніми виводами і у такому вигляді надходять до розробника апаратури. У дискретній напівпровідниковій техніці розробник, вкладаючи той чи інший функціональний вузол (підсилювач, генератор і т. п.), змушений з'єднувати отримані прилади один з другим і з іншими елементами за допомогою паяння, що, природно, знижує надійність всього приладу. У інтегральній техніці на вихідній напівпровідниковій пластині одночасно виготовляються не окремі прилади, а цілі функціонально закінчені вузли, що складаються з транзисторів, діодів, резисторів, конденсаторів і т. д. Ці елементи з'єднуються один з іншим не провідниками і паянням, а короткими тонкими металевими смужками, що напилюються на поверхню пластини. Для цього кому-таційні електроди всіх елементів виводяться на поверхню пластини і розміщуються в одній площині, в одному плані. Таку можливість забезпечує спеціальна планарна технологія виготовлення напівпровідникових ІМС. Напівпровідникові інтегральні схеми виготовляються, в основному, з кремнію. Вибір цей обумовлений тим, що, порівняно з германієм, він має велику заборонену зону, менші зворотні струми і більш високу робочу температуру (до 125 °С). Крім того, шляхом окиснення поверхні кремнію легко одержати плівку двоокисню кремнію, що має добрі захисні властивості.

Основними процесами створення компонентів напівпровідників для інтегральних схем є технологічні процеси створення *p-n* переходів, за допомогою яких формуються як активні, так і пасивні компоненти інтегральних схем – транзистори, діоди, резистори, конденсатори і т. д. Такими процесами є дифузія домішок у кремній та епітаксійне нарощування монокристалічних прошарків кремнію на кремнієву підкладку, що має протилежний тип провідності. Відповідно до цього за технологією виготовлення сучасні інтегральні схеми можна розділити на ті, що виготовляються із застосуванням тільки процесів дифузії, і схеми, при створенні яких використовуються як процеси дифузії, так і процеси епітаксійного нарощування.

Технологія виготовлення інтегральних схем першого типу одержала назву дифузійно-планарної, або просто *планарної*, а другого типу – *епітаксійно-планарної*. Особливий тип напівпровідникових інтегральних мікросхем складають мікросхеми, виконані за так званою *сполученою* технологією. У цьому випадку активні елементи виготовляють за планарною або епітаксійно-планарною технологією в об'ємі напівпровідникового кристалу, а пасивні елементи – методами тонкоплівкової технології на його поверхні [2, 4, 18].

У твердому тілі напівпровідника пасивні й активні елементи необхідно ізолювати один від одного, щоб уникнути коротких замикань. За способом



ізоляції компонентів напівпровідникові інтегральні схеми можна розділити на дві групи.

У схемах першої групи, які виконуються за планарною технологією, ізоляція здійснюється утворенням між елементами (групою елементів) додаткових  $p-n$  переходів. При їх формуванні створюються ізолювальні перегородки шириною 20...30 мкм, що розділяють пластинку кремнію на окремі мікроділянки-«острівці». Цей процес проілюстровано на рис. 4.3. За вихідну структуру береться однорідно легована порівняно високоомна пластинка кремнію  $p$ -типу, на яку методом фотолітографії наноситься захисний прошарок  $\text{SiO}_2$  (рис. 4.3, а). Через незахищені ділянки проводиться дифузія з парової фази домішки  $n$ -типу. У результаті дифузії утворюються ізоляційні  $n$ -прошарки (рис. 4.3, б), причому,  $p-n$  перехід закінчується на плоскій поверхні під захисною плівкою, що дозволяє різко знизити струми витоку по поверхні. До отриманих  $p-n$  переходів подають напругу таким чином, щоб перехід був закритий. Внаслідок цього утворюються електрично ізольовані один від одного «острівці», на яких потім формують необхідні схемні елементи [4].

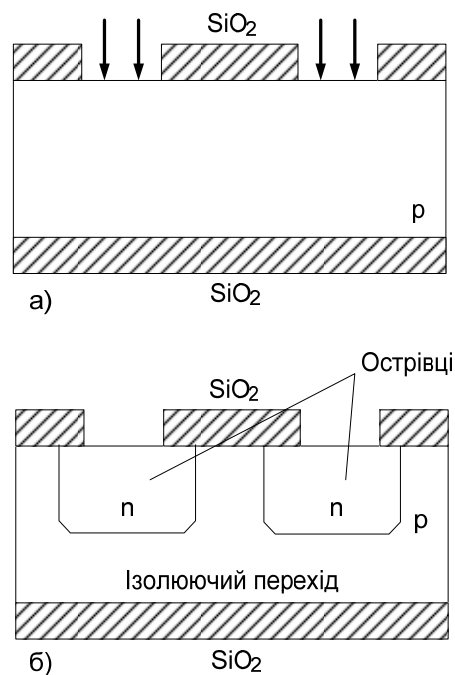


Рисунок 4.3 – Процес формування ізоляційних  $p-n$  переходів

Цей метод має три недоліки: відносно невеликий опір ізоляції, помітну ємність між ізольованими елементами і збільшення площі схеми. Проте він забезпечує високий відсоток виходу придатних схем і відносно низьку їх вартість.

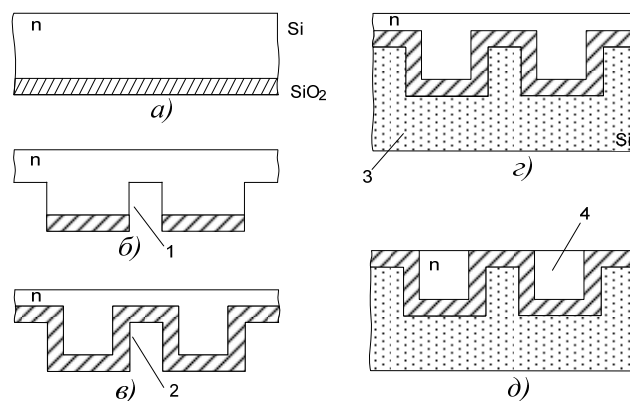


Рисунок 4.4 – Утворення «острівців» шляхом використання ізоляційного шару

У схемах другої групи, що виготовляються за методом епітаксійно-планарної технології, «острівці» ізолюються плівками двоокису кремнію  $SiO_2$ . На рис. 4.4 у спрощеному вигляді показана технологія одержання «острівців». Пластина монокристалічного кремнію  $n$ -типу окислюється і на ній утворюється плівка  $SiO_2$  (рис. 4.4, а). Потім, відповідно до схеми, в плівці  $SiO_2$  витравлюються канавки 1 (рис. 4.4, б). Поверхня повторно окислюється (рис. 4.4, в), створюючи фігурний прошарок 2  $SiO_2$ . На цей прошарок нарощується за допомогою епітаксії шар полікристалічного кремнію власної провідності 3 (рис. 4.4, г). Після зашліфованості монокристалічного кремнію утворюються «острівці» 4 (рис. 4.4, д), на яких методом дифузії або епітаксійного нарощування формують необхідні елементи схем [4].

Цей спосіб ізоляції «острівців» істотно зменшує ємності між острівцями, струмами витоку і збільшує пробивну напругу. Проте технологія виготовлення складніша, і вартість виготовлення схем відповідно більш висока.

#### 4.2.2 Елементи напівпровідникових ІМС

*Транзистори.* Для всіх конструктивно-технологічних типів напівпровідникових інтегральних схем транзистори є основними і найбільш складними елементами. В сучасній інтегральній напівпровідниковій техніці використовуються транзистори двох типів – біполярні і польові (МДН-транзистори). При виготовленні біполярного транзистора методом планарної технології перші два етапи нічим не відрізняються від етапів формування «острівців», ізолюваних один від одного непровідними переходами. В результаті дифузії донорної домішки у вихідній пластинці утворюються колекторні області транзисторів. Далі роблять повторну дифузію акцепторної домішки з метою одержання базової області. Третя дифузія веде до утворення емітера. Після цього здійснюють омичний

контакт з областями колектора, бази та емітера і створюють контактні площадки, до яких згодом можна приєднувати зовнішні виводи.

Виготовлення  $p-n$  переходів і елементів інтегральних твердих схем способом дифузії має недолік:  $p-n$  перехід не має чіткої межі. Це пояснюється тим, що дифузія йде з поверхні матеріалу. У зв'язку з цим домішка у вихідному матеріалі розподіляється неоднорідно: на поверхні атомів домішки більше, а в глибині менше. Нечіткість  $p-n$  переходів істотно впливає на якість і властивості компонентів схеми.

Створення ізолювальних областей і  $p-n$  переходів найбільш успішно здійснюється за допомогою епітаксійно-планарної технології. У цьому випадку використовується процес епітаксійного нарощування тонкого монокристалічного прошарку кремнію  $n$ -типу на високоомну підкладку  $p$ -типу. В отриману епітаксійну плівку (товщина 20...25 мкм) методом дифузії вводять акцепторну домішку. Розподіл домішки в такій тонкій плівці майже однаковий. Це дозволяє одержати практично дуже чіткий  $p-n$  перехід.

Поряд із біполярними у напівпровідникових ІМС широко застосовуються польові МДН-транзистори (з ізолюваним затвором). У основі виготовлення МДН-транзисторів, так само як і біполярних, лежить планарна технологія, проте число технологічних операцій, необхідних для створення МДН-транзисторів, значно скорочується [4].

*Діоди.* У напівпровідникових інтегральних схемах за діоди використовують біполярні транзистори. Залежно від вимог, що висуваються до діода в інтегральній схемі, вибирається та або інша транзисторна структура. Наприклад, при вмиканні транзистора за схемою рис. 4.5, *а, б* використовується перехід емітер-база. При такому вмиканні носії зарядів накопичуються в базі. Оскільки товщина бази дуже мала (менше 20 мкм), процес розряду ємності  $p-n$  переходу буде швидким, що дозволяє одержати найбільшу швидкодію. У цих же схемах діоди мають найменше значення зворотного струму, тому що в них використовується тільки емітерний перехід, площа і ширина якого найменші. Найбільше значення зворотного струму має діод, ввімкнений за схемою рис. 4.5, *в*, тому що в цьому випадку обидва переходи ввімкнені паралельно. Ємність такого діода збільшується, швидкодія знижується.

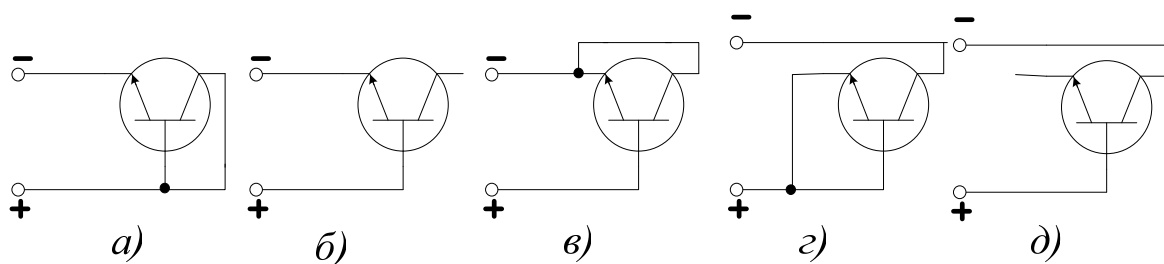


Рисунок 4.5 – Варіанти використання біполярного транзистора як діода

Як діоди загального призначення використовують колекторно-базовий  $p-n$  перехід (див. рис. 4.5,  $z, d$ ). При такому вмиканні діоди мають найбільші значення допустимих зворотних напруг [4].

*Резистори.* У напівпровідникових інтегральних схемах резистори виготовляють методом локальної дифузії домішки в «острівці» епітаксійного прошарку. Причому утворення резисторів йде одночасно зі створенням колекторної, емітерної і базової областей транзисторів. Діапазон номіналів дифузійних резисторів лежить у межах 10...50 кОм з допуском  $\pm 10...20\%$  [4].

*Конденсатори.* У напівпровідникових інтегральних схемах як конденсатори використовують ємність  $p-n$  переходу. Типові конденсатори на основі  $p-n$  переходів показані на рис. 4.6.

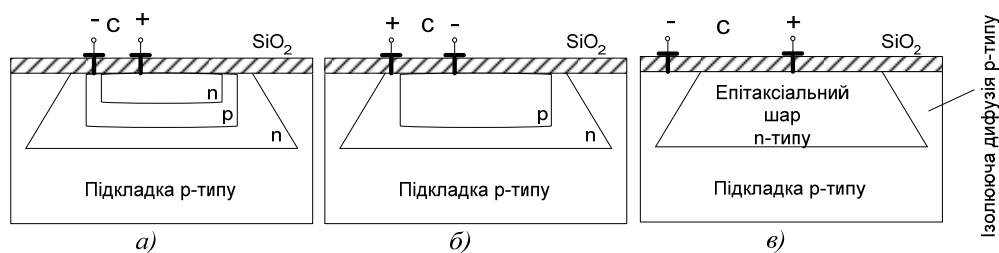


Рисунок 4.6 – Конденсатори інтегральних схем на основі  $p-n$  переходу

У першого (рис. 4.6,  $a$ ) використовується перехід емітер-база, який має найбільшу з усіх переходів питому ємність (порядку  $1500 \text{ пФ/мм}^2$ ), але й найменшу пробивну напругу (одиниці вольт). У другого (рис. 4.6,  $b$ ) використовується перехід колектор-база, питома ємність якого в п'ять-шість разів нижча, ніж емітерного переходу, а пробивна напруга приблизно в стільки ж разів вища. Недоліком розглянутих варіантів є наявність паразитних ємностей, що звичайно виникають між однією з обкладинок конденсатора і землею. Найменшою паразитною ємністю характеризуються конденсатори на основі переходу колектор-підкладка (рис. 4.6,  $в$ ). Проте вони мають найменшу питому ємність [4].

*Індуктивності.* Найбільш трудомісткими елементами інтегральних схем є індуктивності. В даний час не існує методу одержання індуктивностей класичного вигляду у твердих схемах. Тому в них штучно створюють схемні елементи, що реалізують індуктивний ефект (відставання струму від напруги за фазою). Такими елементами можуть бути, наприклад, реактивні транзистори. У цьому випадку транзистори працюють у режимі, при якому їх колекторний струм відстає за фазою від напруги на колекторі на  $90^\circ$ . Проте реалізовані таким чином індуктивності мають одиниці мікрогенрі. У зв'язку з цим при конструюванні пристроїв застосовують, в основному, навісні мініатюрні котушки індуктивності [4].

### **4.2.3 Розробка топології напівпровідникових ІМС**

Особливістю конструювання напівпровідникових інтегральних схем є необхідність врахування взаємозв'язку між параметрами елементів, утворених тим або іншим способом; електрофізичними параметрами матеріалів, із яких створюються елементи; фізичними процесами в них і технологією виготовлення. Розміри і форму кожного елемента мікросхеми задають фотошаблоном і режимом локальної дифузії, тобто, підбираючи розміри фотошаблону, концентрацію домішок, режими дифузії і т. п., можна створювати елементи з необхідними параметрами. Основний етап у проектуванні напівпровідникових інтегральних схем, на якому вирішуються питання компоновання елементів мікросхеми і з'єднань між ними, – це розробка топології. Для цього попередньо аналізується принципова електрична схема, вибрана для інтегрального виконання.

Після виконання електричних і конструктивних розрахунків складається наближений компоувальний ескіз загального вигляду топології мікросхеми. Зазвичай топологічні кресленики виконують у масштабі 100:1; 200:1; 500:1 або 600:1, що диктується необхідною точністю. Для графічного відображення товщини прошарків розробляється кресленик структури кристалу. Крім загального топологічного кресленика, для виготовлення фотошаблонів повинні бути зроблені кресленики окремих прошарків: базового, емітерного, металізації, вікон під контакти і резистивного. Кресленики виконуються так само, як і кресленики прошарків у тонкоплівкових мікросхемах [4].

### **4.2.4 Великі інтегральні схеми та прилади з зарядовим зв'язком**

Перехід від технології напівпровідникових інтегральних схем до технології ВІС характеризує сучасну тенденцію, пов'язану з інтеграцією не тільки елементів, але і цілих вузлів.

Причини переходу до ВІС викликані також необхідністю скоротити цілий ряд операцій, які мають низьку надійність при виробництві звичайних інтегральних схем. До них належить різка пластини, встановлення кристалу в корпус, приєднання кристалу до виводів, установа окремих корпусів на друкованій платі і т. д. В усіх цих випадках є технологічні операції, що мають знижену надійність (герметизація, термокомпресія і т. д.). Головна ціль переходу до ВІС – одержання більш високоякісних показників і більшої надійності електронних пристроїв при менших витратах. Підвищення надійності ВІС обумовлене, головним чином, застосуванням більш якісних компонентів, зменшенням кількості зварювальних з'єднань і числа технологічних операцій. Інтенсивність відмов ВІС завжди менша суми інтенсивностей відмов складових її схем. За технологічною ознакою розрізняють гібридні і напівпровідникові (монолітні) ВІС. Найважливішою особливістю

створення ВІС є залучення ЕОМ як на стадії проектування, так і на стадії керування технологічними процесами виробництва та контролю [4, 18].

Один з найбільш перспективних напрямків розвитку напівпровідникових ІМС полягає в розробці так званих *приладів із зарядовим зв'язком* (ПЗЗ), що являють собою сукупність взаємодійних МДН-структур. Ця взаємодія забезпечується спільністю напівпровідникового прошарку і малої відстані між МДН-структурами.

Той факт, що прилад із зарядовим зв'язком складається з множини технологічно і конструктивно об'єднаних МДН-структур, розташованих на дуже малих відстанях одна від одної, дозволяє вважати його напівпровідниковою інтегральною схемою, а оскільки кількість взаємодійних МДН-структур у ньому досягає декількох тисяч, то ПЗЗ можна віднести до класу великих інтегральних схем.

Принцип дії ПЗЗ полягає в тому, що в кожній окремій МДН-структурі можна створити локальний приповерхневий заряд неосновних носіїв – *зарядовий пакет* – і переміщати його вздовж поверхні від однієї МДН-структури до іншої, змінюючи напруги на металевих електродах (затворах) [4].

### **Контрольні запитання та завдання**

1. Чим відрізняється мікроелектроніка від мікромініатюризації електронної апаратури?
2. Що таке гібридна інтегральна мікросхема з точки зору конструкції?
3. Які матеріали як підкладки найчастіше використовують?
4. Які основні етапи проектування і виготовлення гібридних інтегральних мікросхем?
5. Яку роздільну здатність мають фотопластинки для фотошаблонів?
6. Які початкові дані для проектування топології?
7. Що характеризують технологічні дані і вимоги?
8. Від чого залежать технологічні обмеження?
9. За допомогою яких виводів монтаж компонентів більш технологічний?
10. В чому відмінність напівпровідникових ІМС від ГІМС?
11. Які є технології виготовлення напівпровідникових ІМС?
12. Які є способи ізоляції компонентів напівпровідникових ІМС?
13. Який спосіб ізоляції «острівців» істотно зменшує струми витoku, ємності між «острівцями» і збільшує пробивну напругу?
14. Які є варіанти використання біполярних транзисторів як діодів?
15. Що використовують як конденсатори у напівпровідникових інтегральних схемах?
16. В якому масштабі виконують топологічні креслення?
17. В чому причини переходу до ВІС?

## Розділ 5 ОСНОВИ ЕЛЕКТРИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

### 5.1 Задачі та суть електричного моделювання

Моделювання фізичних явищ, що відбуваються в досліджуваному об'єкті, виконується за допомогою моделі, яка є аналогом реального об'єкта. Тобто моделювання – це заміщення одного об'єкта (оригіналу) іншим (моделлю) з метою вивчення або фіксації важливих якостей оригіналу за допомогою моделі.

Розрізняють два види моделювання: фізичне та математичне.

Якщо фізика явищ в об'єкті та його моделі однакові і процеси, що виникають в моделі та об'єкті, описуються однаковими математичними та логічними залежностями, то таке моделювання є фізичним. Недолік цього методу – необхідність будувати дорогі моделі для дослідження кожного нового об'єкта. Тому більш зручним й універсальним є математичне моделювання.

Якщо фізика явищ в моделі та об'єкті різна, а математичні та логічні залежності моделі і об'єкта однакові, то моделювання називається математичним, а сам опис об'єкта – математичною моделлю.

Математичне моделювання найзручніше виконати за допомогою електричних кіл з простими, дешевими й зручними в експлуатації елементами (резистори, конденсатори, діоди, транзистори і т. п.).

Елементи електронних схем, завдяки їх компактності і невисокій ціні, дозволяють відносно нескладно виконати монтаж і демонтаж, і, що особливо важливо в моделюванні, вільно змінювати параметри в процесі роботи схеми. Усе це дає передумови найбільшого використання в математичному моделюванні явищ, що відбуваються в електричних колах [5].

### 5.2 Системи аналогій електричних величин

При використанні електричних кіл як моделей кожній змінній величині досліджуваного процесу відповідає відповідна змінна величина електричного кола. Наприклад, для механічних кіл розроблені три системи електромеханічних аналогій (табл. 5.1) [5].

В першій системі, що запропонована Максвеллом, електричний заряд відповідає механічному переміщенню, струм – швидкості, а напруга – силі. У третій системі один електричний параметр – напруга, виміряна в окремих фіксованих точках електричного поля, відповідає різним механічним параметрам.

Таблиця 5.1 – Системи електромеханічних аналогій

Механічні Параметри	Системи електромеханічних аналогій		
	1	2	3
Переміщення $S$	Заряд $q$	Магнітний потік $\Phi$	Напруга $u$
Швидкість $V = ds/dt$	Струм $i = dq/dt$	Напруга $u = d\Phi/dt$	Напруга $u$
Сила $F = mdv/dt$	Напруга $u = Ldi/dt$	Струм $i = Cdu/dt$	Напруга $u$

Існують електрогідравлічні, електроакустичні та інші відмінності аналогій. Електричні моделі будують на основі прямих і непрямих аналогій.

При моделюванні на основі прямих аналогій кожному фізичному елементу процесу-оригіналу відповідає аналогічний фізичний елемент процесу-моделі, а взаємозв'язок елементів оригіналу аналогічний взаємозв'язку елементів моделі.

У моделях, побудованих на основі непрямих аналогій, відсутній прямий фізичний зв'язок між елементами явища, що вивчається, і операційними блоками, на яких побудована модель.

### 5.3 Поняття про критерії подібності

Вивчення процесу моделювання показало, що ідентичність двох математичних залежностей моделі та об'єкта не забезпечує абсолютної аналогічності обох процесів. Необхідно дотримуватись так званих *критеріїв подібності*.

Наприклад, при моделюванні рівняння  $F = mdv/dt$  не можна просто порівнювати з аналогічним йому за формою написання рівнянням електричного кола  $i = Cdu/dt_e$ , де  $t_e$  – час процесу в електричному колі. Необхідно рівняння подати у безрозмірних змінних величинах. Для цього кожен змінну величину запишемо у вигляді добутку двох множників – постійного розмірного і змінного безрозмірного  $F = F_p F_\delta$ ;  $m = m_p m_\delta$ ;  $v = v_p v_\delta$ ;  $t = t_p t_\delta$ ;  $i = i_p i_\delta$ ;  $C = C_p C_\delta$ ;  $u = u_p u_\delta$ ;  $t_e = t_{e,p} t_{e,\delta}$ . Підставивши ці значення і згрупувавши розмірні параметри отримаємо

$$(F_p t_p / m_p v_p) F_\delta = m_\delta (dv_\delta / dt_\delta) \text{ та } (i_p t_{e,p} / C_p u_p) i_\delta = C_\delta (du_\delta / dt_{e,\delta}).$$

Дані рівняння мають однакову форму запису і записані у безрозмірних величинах, що дає можливість їх порівнювати.

Рівняння тотожні, якщо

$$(F_p t_p / m_p v_p) = (i_p t_{e,p} / C_p u_p).$$



Ця рівність називається *критерієм подібності* для початкових рівнянь. Вона дозволяє визначити параметри електричної моделі за початковим рівнянням об'єкта. В загальному випадку  $t_e \neq t$ .

Незважаючи на простоту визначення критеріїв подібності є деякі труднощі у виборі розмірних величин параметрів, тому в більшості випадків використовують систему *масштабних рівнянь*. Масштаб змінної величини є відношення електричної змінної величини до відповідної механічної змінної величини в аналогічні моменти часу. Масштабні відношення є аналогами критеріїв подібності [5].

Таким чином, електричне моделювання – це засіб для аналізу різних фізичних процесів, які описуються математичними та логічними залежностями, використовується при синтезі складних динамічних систем.

#### 5.4 Класифікація засобів електричного моделювання

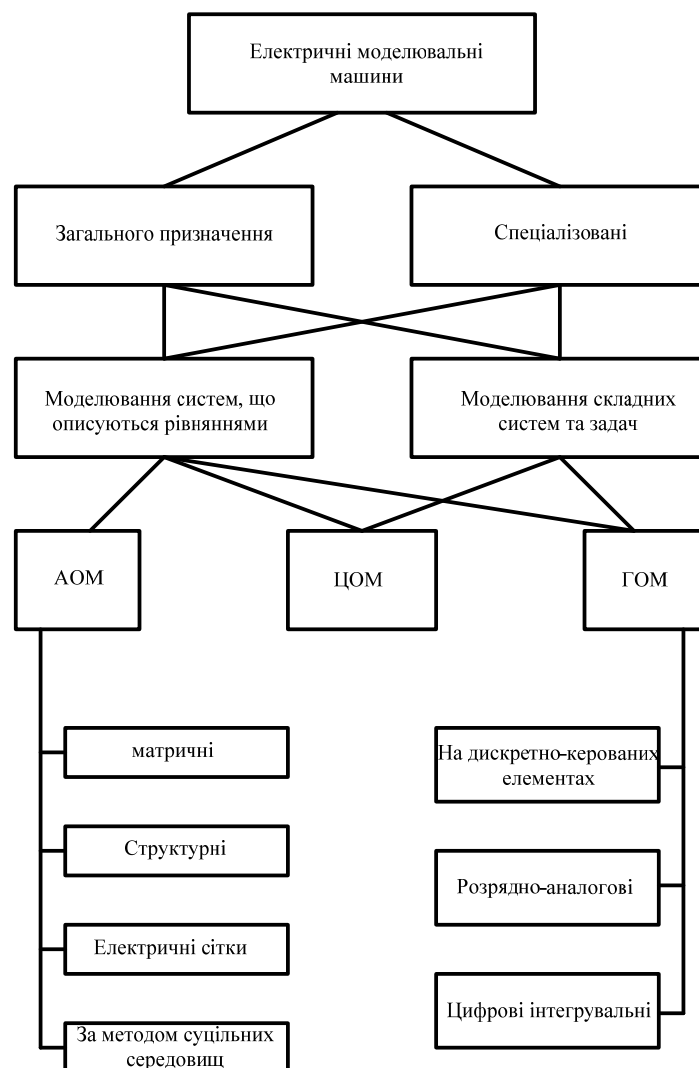


Рисунок 5.1 – Класифікація електричних моделювальних машин

В науковій та інженерній діяльності панівне місце займає математичне моделювання, яке відбувається за рахунок електричних моделювальних машин, класифікація яких наведена на рис. 5.1 [5], де АОМ – аналогові обчислювальні машини; ЦОМ – цифрові обчислювальні машини; ГОМ – гібридні обчислювальні машини. Обчислювальні засоби, що їх використовують для моделювання, розрізняють за: універсальністю застосування; способами подання інформації в машині; методами побудови машини.

*Універсальність застосування обчислювальних засобів.* ЦОМ за своєю структурою є універсальною. Будь-яка, навіть спеціалізована, ЦОМ має завчасно визначений набір пристроїв: вхідний, арифметичний, управління, пам'яті, вихідний. АОМ, як правило, – це спеціалізована обчислювальна машина для дослідження нескладних однотипних задач.

*Способи подання інформації в машині.* Паралельний розвиток АОМ та ЦОМ пояснюється їх суттєвою різницею за рядом основних параметрів: точністю; швидкодією; складністю програмування; зручністю стикування з зовнішньою апаратурою; вирішенням логічних задач.

*Точність.* Відмінності за параметром точність: в ЦОМ – залежить від закладеної розрядної сітки; в АОМ – залежить від точності виконання окремих функціональних елементів. Сучасне виробництво дозволяє отримати окремі електричні елементи з точністю 0,01% і вище. Точність АОМ зазвичай складає 0,1...10%.

*Швидкодія.* Розв'язання задач у вигляді послідовності арифметичних операцій обмежує швидкодію ЦОМ. В АОМ задача розв'язується паралельно, результат розв'язання отримується миттєво і одночасно в усіх точках схем. Ця особливість дозволяє використовувати АОМ в системах автоматичного регулювання.

*Складність програмування.* Для розв'язання на ЦОМ задачу подають у вигляді певної послідовності арифметичних операцій, її необхідно відповідним чином запрограмувати. Програмування задачі займає значно більше часу, ніж її розв'язання на машині. АОМ відтворює задану математичну послідовність і розв'язує задачу в тому вигляді, у якому вона надана. АОМ не потребує складної підготовки задачі.

*Зручність стикування з зовнішньою апаратурою.* Більшість процесів, які підлягають управлінню, має неперервний характер. Використання ЦОМ веде до необхідності перетворення неперервних сигналів в коди (цифрові) і навпаки. Оперуючи з неперервними сигналами АОМ не потребує високоточних перетворювачів.

*Розв'язання Рішення логічних задач.* При моделюванні задач, що вимагають логічних розв'язань, перевагу віддають ЦОМ. Головна ціль ГОМ – поєднання швидкодії АОМ і точності ЦОМ.

*Методи побудови АОМ.* Матричний – передбачає жорстку комутацію між функціональними блоками. Використовують, зазвичай, в спеціалізова-

них машинах. *Структурний* – набір окремих функціональних блоків, що виконують різні математичні операції. Використовується шнурова комутація. Використовують, зазвичай, в універсальних АОМ.

*Метод електричних сіток* – заснований на використанні електричних сіток, що мають зосереджені параметри. При моделюванні диференціальні рівняння попередньо перетворюються у систему лінійних алгебраїчних рівнянь методом кінцевих різниць. *Метод суцільних середовищ* – заснований на моделюванні електричних явищ у суцільному середовищі, що проводить струм, наприклад, електропровідний папір. Використовують, зазвичай, для розв’язання рівнянь Лапласа.

## 5.5 Основні характеристики аналогових пристроїв

*Точність.* Точність будь-якого обчислювального пристрою визначається відхиленням вихідної величини  $Y$  від її розрахункового значення  $Y_{роз}$ . Точність оцінюється абсолютною  $\Delta Y$  і відносною  $\delta Y$  похибками [5].

$$\delta Y = \frac{\Delta Y}{|Y|_{\max}} = \frac{Y - Y_{роз}}{|Y|_{\max}}. \quad (5.1)$$

*Методичні та інструментальні похибки.* Методичні похибки залежать від алгоритму роботи АОМ і виникають тоді, коли задана передаточна функція електричного кола навмисно змінюється. Наприклад, залежність  $y = \sin x$  можна відтворити розкладанням функції в степеневий ряд, тобто наближено.

Інструментальні похибки виникають за рахунок відхилення параметрів елементів від номінальних, впливу нестабільності температури на значення параметрів, зміни напруги живлення, дрейфу нуля операційного підсилювача та інших причин.

*Систематичні та випадкові похибки.* Систематичні похибки змінюються за певним законом і можуть бути постійними. Тому методичну похибку можна ввести систематично. Похибка, яка приймає різні числові значення при багаторазовому вимірюванні, називається випадковою (інструментальна похибка).

*Статичні та динамічні похибки.* Статистичний режим роботи характеризується постійністю у часі вхідної напруги, передаточної функції обчислюваного кола та початкових похибок елементів. Статична похибка оцінюється граничними значеннями методичних похибок, які є систематичними і ймовірними значеннями інструментальних похибок як випадкових величин.

Динамічний режим характеризується зміною у часі за відомих (детермінованих) законів вхідної напруги, а також зміною за випадковим зако-

ном передаточної функції кола і початкових похибок параметрів її елементів. Інша причина виникнення динамічної похибки – відхилення передаточної функції від її теоретичного значення. Динамічна похибка є методичною, якщо це відхилення зроблено навмисно, з метою спрощення пристрою, або інструментальною, якщо відхилення виникає за рахунок зміни у часі параметрів елементів електричного кола.

*Завади.* Особливістю завод як фактора, що суттєво впливає на точність роботи, є те, що їх виникнення, вплив на елементи схеми і, зокрема, на вихідну величину є випадковим і не завжди піддається теоретичним розрахункам, тобто завади є результатом впливу багатьох неконтрольованих факторів. Завади поділяються на *зовнішні* та *внутрішні*.

Зовнішні: вплив навколишнього середовища (температура, вологість і т. п.); нестабільність джерел живлення; вплив електростатичних та електромагнітних полів тощо. Внутрішні: випадкові процеси флуктуації струмів і напруги; взаємний вплив електронних блоків один на одного. Природа виникнення флуктуаційних завод невідома, тому неможливо передбачити заходи їх усунення.

*Швидкодія.* Характеристика швидкодії АОМ є умовною. Більш доречно мати на увазі час розв'язання задачі або її потужність як обсяг виконаних обчислювальних робіт в одиницю часу. Специфіка розв'язання задач на АОМ полягає в тому, що розв'язання часто пов'язано з оптимізацією параметрів, зміною початкових даних і є результатом перегляду багатьох варіантів розв'язань. В простіших АОМ є режим тільки однократного інтегрування для заданих початкових даних. Для таких машин параметром швидкодії є тривалість процесу однократного розв'язання. Для АОМ, що працюють в режимі швидкої періодизації розв'язання, швидкодія характеризує число повторів розв'язань в одиницю часу.

*Надійність.* Під надійністю АОМ розуміється безвідмовність її роботи за певний проміжок часу. При проведенні розрахунків на надійність відмову в роботі розглядають як випадкову подію. Для оцінювання надійності роботи машини потрібно знати надійність усіх її елементів, вузлів та блоків. Надійність будь-якого елемента, вузла, блока характеризується деякою кількістю характеристик.

Середнє напрацювання на відмову відповідного елемента

$$T_{сер} = t_{ел} / n, \quad (5.2)$$

де  $t_{ел}$  – строк експлуатації апаратури, годин;  $n$  – кількість відмов за цей строк.

Інтенсивність відмов – параметр, який показує, яка, в середньому, частка однотипних елементів виходить з ладу в одиницю часу:

$$\lambda = n / T_{сер}. \quad (5.3)$$

Зазвичай в машині є множина елементів, які можна розбити на  $m$  груп. В кожній групі нараховується  $N_j$  однотипних елементів, що мають інтенсивність відмов  $\lambda_j$ . Тоді інтенсивність відмов машини:

$$\lambda = \sum_{j=1}^m \lambda_j N_j. \quad (5.4)$$

Важлива характеристика надійності машини – здатність роботи без відмов певний час  $t$ . При цьому критерієм оцінювання надійності є ймовірність безвідмовної роботи машини за певний час:

$$P(t) = e^{-\lambda t}. \quad (5.5)$$

*Ремонтпридатність* – придатність машини до швидкого відновлення робочого стану після появи відмови. Кількісно ремонтпридатність оцінюється коефіцієнтом готовності або коефіцієнтом ремонтпридатності, відповідно,  $K_z$  та  $K_{pn}$ .

$$K_z = t_{\text{роб}} / (t_{\text{роб}} + t_{\text{рем}}), \quad (5.6)$$

$$K_{pn} = t_{\text{рем}} / t_{\text{роб}}, \quad (5.7)$$

де  $t_{\text{рем}}$  – час ремонту машини;  $t_{\text{роб}}$  – середній час напрацювання на відмову.

*Структура АОМ.* АОМ повинна виконувати повний комплекс математичних операцій, необхідних для побудови досліджуваної структури рівнянь. Наприклад, якщо задано диференціальне рівняння  $n$ -го порядку, то до складу машини повинні входити функціональні блоки для відтворення операцій: додавання; віднімання; добутку змінної величини на постійну; отримання функції довільного аргументу; отримання функції аргументу часу; змінного коефіцієнта від довільного аргументу та аргументу часу; добутку двох змінних величин; операцій інтегрування та диференціювання. Узагальнена структурна схема АОМ загального призначення складається з ряду систем та блоків. Під системою розуміють сукупність технічних засобів, призначених для забезпечення нормального функціонування машини. Розрізняють основні і допоміжні системи і блоки. Під блоком розуміють частку машини, що має певне функціональне призначення [5].

## Контрольні запитання та завдання

1. За допомогою яких засобів найзручніше виконати математичне моделювання?
2. Які є системи аналогій електричних величин?
3. В яких величинах необхідно виконувати рівняння?
4. Класифікуйте засоби електричного моделювання.
5. Які є методи побудови АОМ?
6. Як оцінюється точність АОМ?
7. Які є похибки?
8. При проведенні розрахунків на надійність як розглядають відмову в роботі елемента, блока, пристроя?
9. Що таке інтенсивність відмов?
10. Як розрахувати ймовірність безвідмовної роботи машини за певний час?
11. Як оцінюється ремонтпридатність?
12. Які складові містить структурна схема АОМ загального призначення?

## Розділ 6 ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

### 6.1 Класифікація та основні параметри

*Операційним підсилювачем* (ОП) називають підсилювач напруги, що в деякій смузі частот, починаючи від нуля, має коефіцієнт підсилення декілька тисяч і більше. Він є основним елементом АОМ та ГОМ, на базі якого побудовані функціональні блоки, що відтворюють різні математичні функції (операції): інтегрування, добуток, відтворення нелінійних залежностей та інші [5, 22].

Сучасний ОП – мікросхема високого ступеня інтеграції та прецизійний елемент. Стабільність технічних характеристик, висока надійність та універсальність застосування роблять ОП одним з найрозповсюдженіших елементів в аналоговій та гібридній обчислювальній техніці, вимірювальній та імпульсній техніці, автоматичній, зв'язку і т. п.

*Диференціальний ОП.* Умовне позначення диференціального ОП на електричних принципових схемах наведено на рис. 6.1.

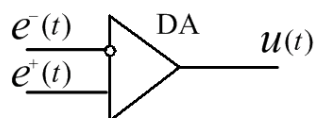


Рисунок 6.1 – Умовне позначення диференціального ОП

Підсилювач має два диференціальних (різницевих) входи і один вихід. Напруга на виході  $u(t)$  залежить від вхідного диференціального сигналу  $e_d(t)$ , що дорівнює різниці сигналів  $e^{+}(t)$  і  $e^{-}(t)$  на входах і від коефіцієнта підсилення напруги  $k$  підсилювача.

Полярність напруги сигналу на виході  $u(t)$  збігається з полярністю напруги сигналу  $e^{+}(t)$  і протилежна полярності напруги сигналу  $e^{-}(t)$ . Тому вхід сигналу  $e^{-}(t)$  є інверсним, а вхід сигналу  $e^{+}(t)$  – неінверсним. Таким чином ОП підсилює сигнал  $e_d(t) = e^{+}(t) - e^{-}(t)$ , тому вихідна напруга дорівнює:

$$u(t) = k[e^{+}(t) - e^{-}(t)] = ke_d(t) \quad (6.1)$$

Вихідна напруга ОП зазвичай не більша 10...15 В, а  $k$  досягає одиниць мільйонів, тому напруга  $e_d(t)$  практично дорівнює нулю. Виходячи з цього, при аналізі схем з диференціальними ОП вважають, що напруга на інверсному вході дорівнює напрузі на неінверсному.

Якщо неінверсний вхід з'єднати з «землею», то диференціальний ОП перетворюється в операційний підсилювач з одним входом.

При використанні ОП зазвичай охоплюється негативним зворотним зв'язком і працює в складі вирішувального підсилювача. Характеристики ОП визначають точність відтворення вирішувальним підсилювачем заданої передаточної функції, яка, в ідеальному випадку, залежить тільки від параметрів кола негативного зворотного зв'язку.

Створено багато ОП з визначеними параметрами (різних класів) для різного застосування, з яких можна виділити чотири групи [5].

1. *Прецизійні* (вимірювальні). Мають великий коефіцієнт підсилення напруги, малий рівень шумів і дозволяють побудову схем з похибкою, що не перевищує десятих часток процента.

2. *Загального призначення*. Мають похибку до одного процента.

3. *Швидкодійні*. Мають підвищену швидкість зростання вихідної напруги, призначені для побудови широкосмугових підсилювачів й інших спеціальних схем.

4. *Мікропотужні*. Призначені, наприклад, для роботи в переносній апаратурі з батарейним живленням.

Основні характеристики ОП, що впливають на точність роботи функціональних блоків [5, 22]: коефіцієнт підсилення напруги, вхідний та вихідний опори, зміщення та дрейф нуля вихідної напруги, частотні характеристики.

*Коефіцієнт підсилення напруги*. Для підсилювача з одним входом  $k$  – відношення зміни вихідної напруги до зміни вхідної напруги. Якщо дана характеристика лінійна, то можна вважати  $k=u(t)/e(t)$ . В диференціальних підсилювачах  $k=u(t)/e_d(t)$ . Слід розрізняти *статичний* коефіцієнт підсилення  $k_0$  на частоті, що дорівнює нулю, та *динамічний* коефіцієнт  $k(p)$  на частотах, відмінних від нуля. Для зменшення статичної та динамічної похибок слід прагнути отримати великі значення  $k_0$  та  $k(p)$ .

*Вхідний опір*. Вхідним опором ОП з одним входом вважають відношення вхідної напруги до вхідного струму  $R_{ex}=e/i_{ex}$ . В диференціальних підсилювачах розрізняють вхідний опір диференціальному сигналу  $R_{ex.диф}$  і вхідний опір синфазному сигналу  $R_{ex.сф}$ . Перший – це відношення зміни напруги між входами до зміни вхідного струму, другий – це відношення зміни синфазної напруги на вході (напруги між входом і «землею») до зміни вхідного струму. Тобто,  $R_{ex.диф}=e_d/\Delta i_{ex}$  та  $R_{ex.сф}=e_{сф}/\Delta i_{ex}$ . Для ідеального ОП приймається  $R_{ex}=\infty$ .

*Вихідний опір*. ОП для навантаження, що підключене до виходу, є генератором напруги. Внутрішній опір цього генератора еквівалентний вихідному опору ОП. Вихідний опір інтегральних ОП складає сотні Ом, але негативний зворотний зв'язок суттєво знижує вихідний опір схеми.

*Зміщення нуля*. ОП повинен мати широку смугу частот, включно з частотою, яка дорівнює нулю, що приводить до необхідності побудови ОП за схемою підсилювача постійного струму з гальванічними зв'язками між ка-



скадами. Різні незбалансування в каскадах ОП, відхилення напруг джерел живлення і параметрів елементів від номінальних призводять до похибки вихідної напруги. Вона характеризується величиною  $u_{зм}$ , приведеною до входу ОП і яку називають напругою зміщення нуля. Зміщення нуля оцінюється напругою, яку потрібно подати на один із входів ОП, щоб напруга на виході стала дорівнювати нулю.

*Дрейф нуля.* В процесі роботи напруга на виході ОП може мимовільно змінюватись при постійній нарузі на вході. Дана зміна напруги, як наслідок зовнішніх і внутрішніх причин, має назву дрейфу нуля ОП. Дрейф нуля містить як повільно змінну складову, так і відносно високочастотні випадкові складові через вплив шумів. В інтегральних ОП з диференціальним вхідним каскадом найбільш важливими причинами виникнення дрейфу нуля є *дрейф напруги зміщення* ( $\Delta u_{зм}/\Delta T$ ) і *дрейф різності вхідних струмів* ( $\Delta \Delta i_{вх}/\Delta T$ ). Дані характеристики показують, як змінюється напруга або струм при зміні температури на 1 °С.

*Частотні характеристики.* Ряд характеристик, наприклад, зміна коефіцієнта підсилення від частоти і швидкість зростання вихідної напруги, визначає динамічну точність схем та блоків, тобто залежність вихідної напруги від частоти вхідного сигналу. *Зміна коефіцієнта підсилення* від частоти характеризується значеннями останнього на частотах  $f=0$ ,  $f=1$  кГц, а також значенням частоти одиничного підсилення  $f_1$ , тобто частоти, за якої коефіцієнт підсилення напруги без зворотного зв'язку дорівнює одиниці. *Швидкість зростання* вихідного сигналу  $v$  – це максимальна швидкість зміни вихідної напруги, яка визначається при  $u_{вх} > 0,1$  В.

Залежно від сфери застосування ОП і вимог до нього за точністю, швидкодією та рядом інших параметрів підсилювач може мати різну структурну схему, яка, в першу чергу, залежить від способу зменшення дрейфу нуля. Використовують, в основному, три види структурних схем ОП: підсилювачі з параметричною компенсацією дрейфу нуля; підсилювачі з компенсацією дрейфу нуля на основі перетворення сигналу; підсилювачі з автоматичною корекцією нуля.

## 6.2 ОП з параметричною компенсацією дрейфу нуля

Такий підсилювач зазвичай являє собою одноканальний підсилювач, що складається з вхідного, проміжного і вихідного каскадів. Як вже зазначалося, характеристики вхідного каскаду значною мірою визначають якість всього підсилювача, тому при проектуванні ОП вхідним каскадам приділяється велика увага і, перш за все, таким його характеристикам, як температура стабільність режимів і великий вхідний опір [5, 23].

### 6.2.1 Диференціальний вхідний каскад

Метод параметричної компенсації дрейфу нуля полягає в побудові каскадів ОП за балансними схемами, заснованими на принципі врівноваженого моста. Цей принцип полягає в тому, що окремі плечі підсилювального каскаду включаються паралельно або послідовно, утворюючи мостову схему. При повній ідентичності плечей досягається баланс схеми. Ступінь компенсації дрейфу нуля залежить від якості підбору підсилювальних елементів з точки зору однакового характеру і величини зміни їх параметрів у часі і при коливаннях зовнішніх умов експлуатації – перш за все температури. На практиці найбільш широко розповсюджена схема диференціального підсилювального каскаду (рис. 6.2).

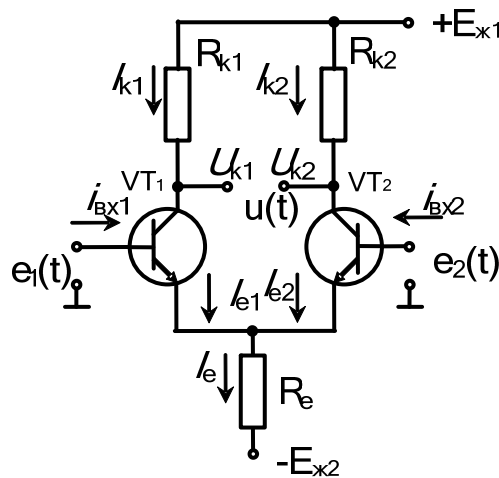


Рисунок 6.2 – Найпростіша схема диференціального підсилювального каскаду

Вихідна напруга є різницею колекторних напруг транзисторів  $VT_1$  і  $VT_2$ , тобто  $u(t) = u_{k1} - u_{k2}$ . За корисний вхідний сигнал приймається різницевий (диференціальний) сигнал  $e_d = e_1(t) - e_2(t)$ , а за заваду – синфазний вхідний сигнал, тобто сигнал на входах  $e_1$  і  $e_2$ , виміряний відносно потенціалу «землі».

При повній симетрії плечей та при  $e_d = 0$  справедливі рівності:

$$I_{e1} = I_{e2} = I_e / 2; \quad I_{k1} = I_{k2}; \quad u_{k1} = u_{k2}; \quad u(t) = 0. \quad (6.2)$$

При подачі на вхід диференціального сигналу колекторний струм через один транзистор, наприклад  $I_{k1}$ , збільшується, а через інший транзистор  $I_{k2}$  зменшується. Напруга на виході  $u(t) = I_{k1}R_{k1} - I_{k2}R_{k2}$  змінюється на певну величину, але струм через загальний опір емітерного ланцюга залишається постійним, оскільки дорівнює сумі струмів.

При дії на вході синфазного сигналу або складових дрейфу, що однаково впливають на обидва плеча, ідентично змінюються колекторні струми, а напруга на виході не змінюється. Наприклад, якщо до обох входів підключені однакові позитивні напруги, то колекторні струми зростуть на однакову величину і в результаті напруга на виході не зміниться.

Завдяки дії негативного зворотного зв'язку через резистор  $R_e$  напруга на виході не змінюється, коли діє синфазний сигнал тільки на одному вході, а інший може бути заземлений. У цьому випадку не відбувається компенсація різнополярних збільшень колекторних струмів на загальному опорі емітера. Потенціал емітера змінюється, компенсуючи первісний приріст базового струму. Природно, стабільність схеми, заглушення синфазного сигналу і зменшення впливу дрейфу будуть тим кращі, чим більший опір резистора  $R_e$ .

Схема диференціального каскаду широко застосовується в інтегральних ОП, оскільки саме технологія інтегральних схем дозволила домогтися високої ідентичності параметрів плечей каскаду. Пара транзисторів виготовляється на сусідніх ділянках підкладки як єдиний активний елемент. Резистори виготовляють одним технологічним процесом. Температурний коефіцієнт таких опорів теж однаковий, а їх відношення при зміні температури залишиться постійним.

Використання резистора  $R_e$  з великим опором призводить до значної витрати площі підкладки і до збільшення потужності, що розсіюється на резисторі. Тому більш доцільно використання транзисторної схеми замість резистора  $R_e$  (рис. 6.3).

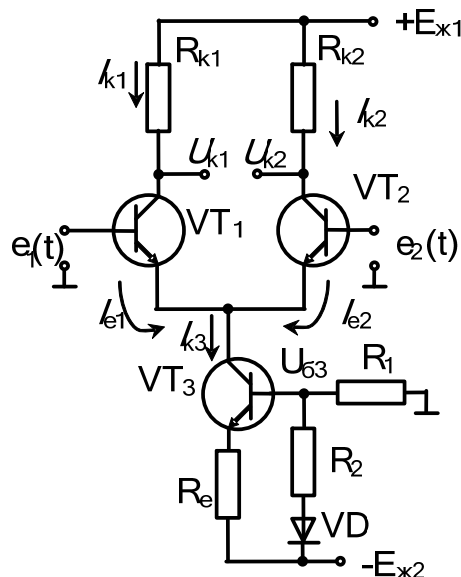


Рисунок 6.3 – Схема каскаду з транзистором в емітерному колі

За допомогою діляника з резисторів  $R_1$  і  $R_2$  задається режим роботи транзистора  $VT_3$ , обумовлений його базовим струмом. Температурна нестабільність схеми підсилювального каскаду на біполярних транзисторах

проявляється, в основному, в зміні напруги емітерного переходу  $U_{\text{бе}}$  від температури. Це призводить до температурної нестабільності колекторного струму і струму в колі емітера.

Для температурної стабілізації  $U_{\text{бе}}$  включений діод в ланцюг бази транзистора  $VT_3$ . У результаті колекторний струм транзистора  $VT_3$  буде залишатися приблизно постійним. Завдяки здатності стабілізувати струм в загальному емітерному ланцюзі диференціального каскаду, схему на транзисторі  $VT_3$  називають схемою *генератора стабільного струму*. Еквівалентний опір емітерного ланцюга при цьому дорівнює близько одного МОм. Включення в схему узгоджувального діода і правильний вибір опорів  $R_1$  і  $R_2$  дозволяють послабити температурну нестабільність в десятки разів.

Аналіз схем показує, що в диференціальному вхідному каскаді ослаблення синфазного сигналу тим краще, чим більший коефіцієнт підсилення струму  $\beta$  транзисторів. Диференціальний каскад на відомій схемі зі складених транзисторів використовується для підвищення коефіцієнта підсилення струму каскаду і його вхідного опору (приблизно в  $\beta$  разів). Існують більш складні схеми побудови диференціальних вхідних каскадів ОП, що дозволяють значно поліпшити якість підсилювача. У цих схемах використовують транзистори з надвисоким посиленням (супер-бета), польові транзистори, а також спеціальні схемотехнічні прийоми, що враховують особливості інтегральної технології [5, 23].

### 6.2.2 Проміжні каскади та кола зміщення рівня нуля

Проміжні каскади забезпечують основний коефіцієнт підсилення напруги ОП, здійснюють узгодження вхідного і кінцевого (вихідного) каскадів, а також усувають постійну складову напруги, що виникає в схемі через гальванічний зв'язок між каскадами.

Проміжних каскадів може бути один або декілька. Чим більше каскадів в підсилювачі, тим менш стійкі схеми та більш складні коригувальні кола, що містять в своєму складі реактивні елементи – конденсатори. Це, у свою чергу, призводить до звуження частотної характеристики ОП. Тому найчастіше використовують ОП, побудовані за трикаскадною схемою. Залежно від складності підсилювача та його якості другий каскад можна виконувати як з простої, так і з диференціальної схеми на одиничних або складених транзисторах з використанням генератора стабільного струму, або без нього. Для забезпечення симетричності навантаження на вхідному каскаді зручно використовувати як другий каскад також диференціальний підсилювач.

*Кола зміщення рівня.* Постійна складова сигналу усувається за допомогою спеціальних кіл зміщення рівня. Ланцюг зміщення рівня виконується у вигляді послідовного включення транзисторів (рис. 6.4). Транзистор  $VT_1$  – емітерний повторювач, навантаженням якого служать послідовне з'єднання резистора  $R_{e1}$  і вихідного опору транзистора  $VT_2$ .

Режими роботи транзисторів за постійним струмом вибирають таким чином, щоб напруга на виході  $u(t)=0$ . Дільником  $R_1R_2$  в ланцюзі бази транзистора  $VT_2$  задається напруга  $u_{б2}$  і емітерний струм  $I_{e2}=(E_{ж2}-u_{б2}-0,7)/R_{e2}$ . Оскільки цей струм є загальним і для транзистора  $VT_1$ , напруга на його емітері буде  $u_e \approx I_{e2}R_{e1}$ . Напруга на базі транзистора  $VT_1$  дорівнює  $u_{б1}=u_{e1}+0,7$  забезпечується колекторним ланцюгом попереднього транзистора. Зміною в невеликих межах режиму попереднього транзистора регулюється нуль на виході підсилювача [5].

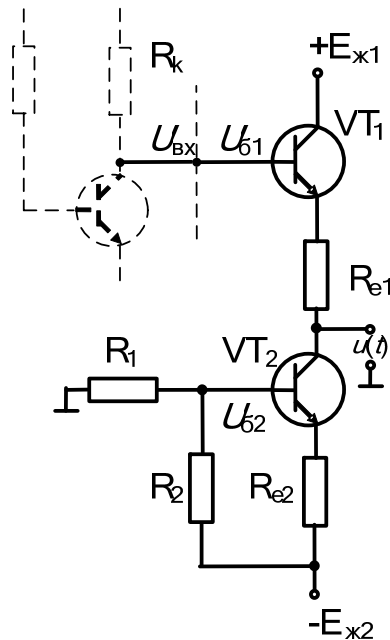


Рисунок 6.4 – Схема зміщення рівня в ОП

### 6.2.3 Вихідні каскади

Основні вимоги, які висуваються до вихідних каскадів: малий вихідний опір, забезпечення робочого діапазону напруг і струмів, заданих коефіцієнта підсилення напруги і смуги пропускання, економічність, наявність захисту від коротких замикань.

Найпростішою схемою вихідного каскаду є емітерний повторювач, який має малий вихідний опір. Але дана схема має ряд недоліків: неекономічність, оскільки при  $u(t)=0$  через транзистор протікає робочий струм; коефіцієнт підсилення напруги менше одиниці; напруга на виході залежить від навантаження; каскад не захищений від коротких замикань. Один з можливих варіантів схеми вихідного каскаду зображений на рис. 6.5. Віддається перевага схемам вихідного каскаду з каскадним ввімкненням транзисторів, оскільки вони мають підвищений діапазон вихідних напруг, малий вихідний опір і високу економічність. Транзистор  $VT_2$  є динамічним навантаженням для транзистора  $VT_1$ . Коли під дією вихідного сигналу збільшується струм через нижній транзистор, зростає спад напруги на  $R_{e1}$ , і транзи-

стор  $VT_1$  запирається. Струм в навантаження надходить через нижній транзистор. І навпаки, коли вхідна напруга запирає транзистор  $VT_2$ , струм в навантаження надходить з відкритого  $VT_1$ . Схема є високоекономічною за рахунок малого робочого струму при нульовій вихідній напрузі і почерговій роботі транзисторів для різної полярності вхідного сигналу.

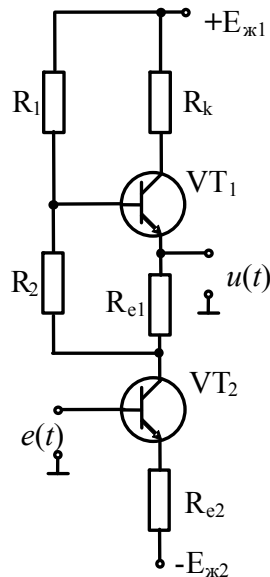


Рисунок 6.5 – Схема вихідного каскаду з каскадним ввімкненням транзисторів

Почергова робота транзисторів досягається і в схемі з розділювальним діодом (рис. 6.6).

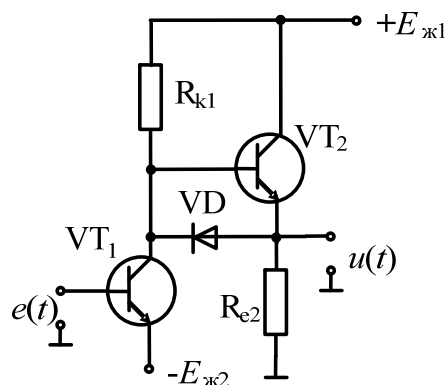


Рисунок 6.6 – Схема вихідного каскаду з розділювальним діодом

Двополярний вхідний сигнал формується за рахунок живлення емітера транзистора  $VT_1$  негативною напругою  $E_{ж2}$ . Транзистор  $VT_1$  ввімкнений за схемою звичайного підсилювального каскаду. При вхідному струмі  $i_{вх} > i_{вх0}$  ( $i_{вх0}$  – струм початкового стану схеми, при якому вихідна напруга дорі-

вноює нулю) напруга на колекторі транзистора  $VT_1$  має негативну полярність, діод  $VD$  відкрий, на виході формується негативний сигнал  $u(t)$  за рахунок спаду напруги на резисторі  $R_{e2}$ . Транзистор  $VT_2$  при цьому знаходиться в запертому стані. Якщо в схемі виконується умова  $R_{e2} \ll R_{k1}$  то її вихідний опір визначається, в основному, опором колектор-емітер відкритого транзистора  $VT_1$ . Максимальний вихідний опір схеми дорівнює кільком омам. При  $i_{\text{вх}} < i_{\text{вх0}}$  потенціал колектора транзистора  $VT_1$  має позитивне значення, запираючи діод  $VD$ , і створює струм бази транзистора  $VT_2$ , відпираючи його. Вочевидь, що  $VT_2$  у цьому випадку працює в режимі емітерного повторювача, формуючи позитивну вихідну напругу. Вихідний опір схеми також визначається опором колектор-емітер транзистора  $VT_2$ . Максимальна вихідна напруга дорівнює половині колекторної напруги.

Досить поширені вихідні каскади, побудовані на транзисторах протилежної провідності. Одна з таких схем наведена на рис. 6.7. Схема складається з каскаду з загальним емітером на транзисторі  $VT_1$  і двох емітерних повторювачів на транзисторах  $VT_2$  і  $VT_3$ .

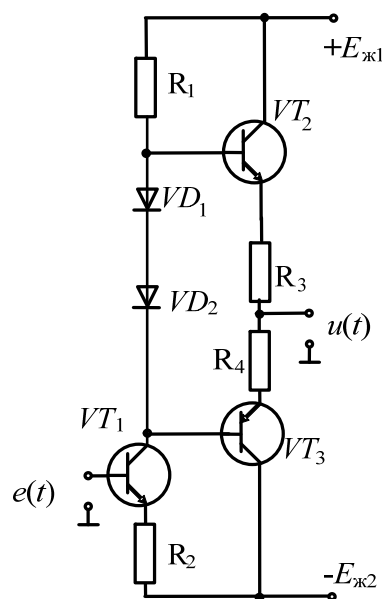


Рисунок 6.7 – Схема каскаду на транзисторах протилежної провідності

За допомогою діодів  $VD_1$  і  $VD_2$  фіксується різниця напруги між базами транзисторів, що необхідна для задання робочого режиму емітерних повторювачів. Невеликий опір резисторів  $R_3$  і  $R_4$  утворює негативний зворотний зв'язок за струмом, що сприяє стабілізації режиму транзисторів. Початковий струм [при  $u(t)=0$ ] зводиться в такій схемі до мінімуму. Каскад має високу економічність та симетричну амплітудну характеристику для різної полярності вхідного сигналу. Технологія інтегральних схем дозволяє отримувати транзистори  $n-p-n$  і  $p-n-p$  типу єдиним технологічним проце-

сом з високою ідентичністю характеристик. Недолік такої схеми – відсутність захисту від короткого замкнення.

На рис. 6.8 наведена схема вихідного каскаду з захистом від короткого замкнення. В даній схемі транзистори  $VT_1$  і  $VT_2$  утворюють каскад попереднього підсилення. Транзистор  $VT_3$  забезпечує різницю напруг між базами транзисторів  $VT_6$  і  $VT_7$ , необхідну для задання робочого струму вихідних емітерних повторювачів.

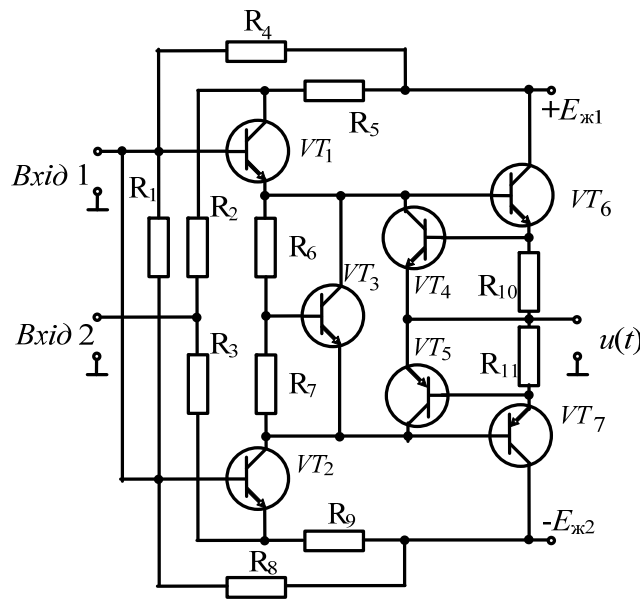


Рисунок 6.8 – Схема вихідного каскаду, захищеного від к.з.

Транзистори  $VT_4$  і  $VT_5$  захищають від перевантаження вихідний каскад. Вони відпираються за рахунок падіння напруги на резисторах  $R_{10}$ ,  $R_{11}$ , ввімкнених в ланцюг емітер-база даних транзисторів. Опір цих резисторів вибирається невеликим (порядку 30 Ом), і транзистори  $VT_4$  та  $VT_5$  відпираються, коли вихідний струм через транзистори  $VT_6$  і  $VT_7$  перевищує допустиму величину. За аналогічною схемою побудований вихідний каскад реального інтегрального ОП [5].

### 6.3 ОП з автоматичною корекцією нуля

Автоматична корекція дрейфу нуля вихідної напруги полягає в тому, що напруга дрейфу нуля вимірюється, запам'ятовується та підсумовується у протифазі з вхідною напругою підсилювача. На рис. 6.9 наведена схема автоматичної корекції дрейфу нуля за допомогою конденсатора та двох ключів. Коли обидва ключі розімкнені, підсилювач працює в звичайному режимі. При переході в режим корекції замкнений ключ  $KL_1$ , який шунтує вхідний сигнал. При цьому на вході підсилювача діє тільки приведена до входу напруга дрейфу нуля  $e_{др}(t)$ , тобто



$$e_{ex1}(t) = e_{dp}(t). \quad (6.3)$$

В даний момент складова дрейфу нуля на виході ОП

$$u_{dp1}(t) = ke_{dp}(t). \quad (6.4)$$

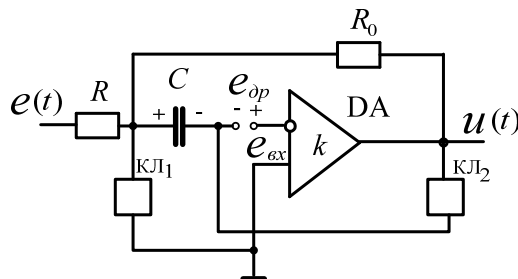


Рисунок 6.9 – Схема автоматичної корекції дрейфу нуля

При замиканні ключа  $KЛ_2$  вихід підсилювача з'єднується з входом, заряджаючи конденсатор. Напряга на конденсаторі і напряга дрейфу нуля діють зустрічно, тому на вході підсилювача діє напряга

$$e_{ex2}(t) = e_{dp}(t) - u_{dp2}(t), \quad (6.5)$$

де  $u_{dp2}(t)$  – напряга дрейфу нуля на виході ОП, що встановлюється при замиканні ключа  $KЛ_2$ .

Оскільки напряга на виході підсилювача

$$u_{dp2}(t) = ke_{ex2}(t), \quad (6.6)$$

то 
$$u_{dp2}(t) = e_{dp}(t)k/(k+1) \approx e_{dp}(t), \quad (6.7)$$

тобто, напряга дрейфу нуля на виході ОП зменшується в  $k$  разів і стає такою, що приблизно дорівнює нулю. Конденсатор заряджений до напруги дрейфу нуля  $e_{dp}(t)$ , яка і компенсує дрейф нуля на вході підсилювача. Компенсація дрейфу нуля виконується і після розмикання ключів  $KЛ_1$  і  $KЛ_2$  коли підсилювач перейде в звичайний режим. Поступово конденсатор розряджається і потрібна повторна корекція. Недоліком розглянутої схеми є переривання вхідного сигналу під час корекції, що в ряді випадків неприпустимо. Для усунення даного недоліку використовують по чергову роботу двох підсилювачів [5].

## 6.4 ОП на основі перетворення сигналу

Один з найбільш ефективних способів зменшення дрейфу нуля – використання підсилювача змінного струму для побудови ОП (рис. 6.10). У цьому випадку перетворюють низькочастотні зміни вхідного сигналу в змінну напругу (виконує модулятор М). Після підсилення змінної напруги (виконує підсилювач змінного струму ПЗС) застосовують обернене перетворення – демодуляцію (виконує демодулятор ДМ). Підсилювач з такою структурою називають ОП типу модулятор-демодулятор (МДМ). Фільтр низької частоти (ФНЧ), ввімкнений після демодулятора, призначений для згладжування пульсацій напруги, що виникають при роботі ОП. Підсилювач постійного струму (ППС) на виході ОП має невеликий коефіцієнт підсилення і призначений, в основному, для забезпечення необхідного діапазону вихідних напруг і струмів. Як модулятор і демодулятор використовують ключові транзисторні схеми, що працюють на частоті комутації до декількох кілогерц і керовані від одного генератора низької частоти (наприклад, від мультівібратора).

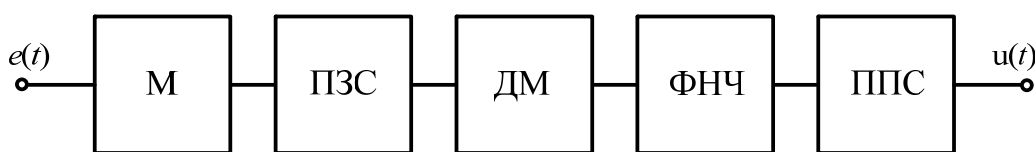


Рисунок 6.10 – Структурна схема ОП типу МДМ

При досить великому коефіцієнті підсилення напруги за змінним струмом можна завжди звести складову дрейфу, що визначається підсилювачем постійного струму, до мінімуму. Найбільші завади вносить в схему та створює нестабільності сам модулятор. Сучасні модулятори на фоторезисторах і польових транзисторах з ізольованим затвором дозволяють знизити дрейф нуля до 0,1 мкВ/°С, тобто до 100 разів порівняно з кращими ОП, без перетворення сигналу [5].

## 6.5 Методи покращання характеристик інтегральних ОП

Сучасні інтегральні ОП досягли в своєму розвитку високого рівня, однак в деяких випадках до окремих параметрів висуваються підвищені вимоги. Тому існують спеціальні заходи підвищення точності, стабільності та покращення експлуатаційних характеристик інтегральних ОП, до яких відносять: регулювання напруги зміщення нуля, зменшення вхідних струмів

та дрейфу нуля, збільшення вихідної потужності та діапазону вихідних напруг [5].

*Регулювання напруги зміщення нуля.* Найпростіший спосіб регулювання нуля на виході ОП – подача на вхід підсилювача невеликої напруги, що компенсує напругу зміщення нуля. Для цього використовують різні ділянки напруги на резисторах, і напруга з ділянки надходить на один з входів ОП, найчастіше вільний від вхідного сигналу.

*Зменшення вхідних струмів.* Ідеалізований підсилювач має нескінченно великий опір та вхідний струм, що дорівнює нулю. Будь-який струм, відмінний від нуля, вносить методичну похибку обчислень. Зменшення вхідних струмів можна досягти шляхом підключення до входів ОП буферного каскаду на польових транзисторах. Використання останніх дозволяє зменшити вхідні струми до десятків пікоампер та збільшити вхідний опір до  $10^{11}$  Ом. На рис. 6.11 наведена схема ввімкнення додаткового каскаду для зменшення вхідних струмів.

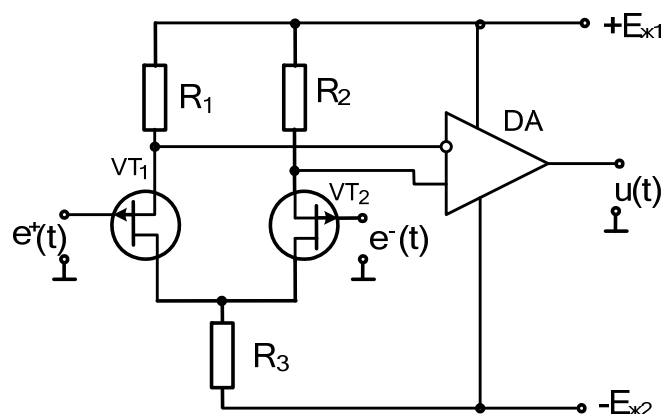


Рисунок 6.11 – Схема ОП з додатковим каскадом

*Зменшення напруги дрейфу нуля.* Дрейф нуля інтегральних ОП визначається, в основному, температурним дрейфом напруги зміщення нуля та температурним дрейфом різності вхідних струмів. Напруга дрейфу нуля серійних ОП відносно велика, що обмежує їх безпосереднє використання в прецизійних пристроях. Тому на базі інтегральних ОП будують більш складні схеми, що мають канал МДМ або корекцію нуля за допомогою конденсаторів пам'яті (див. підрозділи 6.3, 6.4).

*Збільшення вихідної потужності та діапазону вихідних напруг.* Покращення даних параметрів досягається під'єднанням до виходу інтегрального ОП додаткового вихідного каскаду, що має потрібні характеристики.

## Контрольні запитання та завдання

1. Що таке операційний підсилювач?
2. Який операційний підсилювач є вирішувальним?
3. Які основні характеристики ОП?
4. Які вимоги до параметрів складових елементів диференціального каскаду ОП?
5. Де застосовують генератор стабільного струму?
6. Для чого потрібні кола зміщення рівня нуля?
7. Які вимоги до вихідного каскаду ОП?
8. В чому полягає автоматична корекція дрейфу нуля вихідної напруги?
9. Що є структурою МДМ відносно ОП?
10. Які є спеціальні заходи підвищення точності, стабільності та покращення експлуатаційних характеристик інтегральних ОП?

## Розділ 7 ФУНКЦІОНАЛЬНІ ПРИСТРОЇ

Функціональні пристрої – це пристрої, що призначені для відтворення різних математичних залежностей, а також операцій інтегрування та диференціювання.

Розробка ФП полягає в підборі сукупності електричних елементів для відтворення заданої математичної залежності в межах потрібної точності. Є два конструктивних вирішення даної задачі:

- 1) точне відтворення заданої функціональної залежності;
- 2) побудова функціональної схеми, яка відтворює задану залежність приблизно, з деякою наперед заданою методичною похибкою, причому загальна похибка схеми повинна бути в межах заданого допуску.

В деяких випадках друге рішення приводить до більш простої конструкції пристрою [5, 22].

### 7.1 Пристрої для операцій підсумовування

Підсумовувальні пристрої призначені для відтворення математичних залежностей типу алгебраїчна сума, тобто рівнянь вигляду

$$y(t) = \sum_{i=1}^n a_i x_i(t).$$

В електричних параметрах дана формула має вигляд

$$u(t) = \sum_{i=1}^n K_i e_i(t). \quad (7.1)$$

Операцію підсумовування декількох напруг можна виконати пасивним суматором, використавши як такий паралельні або послідовні пасивні електричні кола [5]. Пасивні кола відтворюють дану операцію з точністю, яку визначають похибки задання вхідних сигналів і похибок елементів схеми. Недолік таких схем – залежність результату від кількості складників  $n$  і опору навантаження. Тому пасивні кола використовують лише в невідповідальних обчислювальних пристроях. В схемах, що працюють на змінне навантаження і мають змінну кількість вхідних сигналів, пасивні кола не використовують.

Вказані недоліки усуваються в суматорах, що використовують активні елементи – підсилювачі. Операції підсумовування можна виконати на основі операційного підсилювача (ОП). Існує два варіанти роботи ОП: в режимі інвертувального та неінвертувального підсилювачів.

### 7.1.1 Інвертувальний операційний підсилювач

Якщо неінверсний вхід з'єднати з «землею», а вихід ОП з'єднати з інверсним входом через резистор  $R_0$ , то диференціальний ОП перетворюється у вирішувальний операційний підсилювач з одним входом. Входом для такої схеми залишається інверсний вхід через резистор  $R$ . Розглянемо залежність між вихідною та вхідною напругами для схеми ввімкнення операційного підсилювача згідно з рис. 7.1 [5].

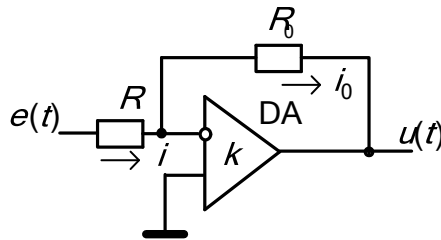


Рисунок 7.1 – Інвертувальний операційний підсилювач

Для даної схеми, згідно з законом Кірхгофа, справедливо рівняння

$$\frac{e(t) - e_d(t)}{R} = \frac{e_d(t) - u(t)}{R_0}. \quad (7.2)$$

Оскільки  $e_d(t)$  можна вважати таким, що дорівнює нулю, то  $i = i_0$  і формула (7.2) набуває вигляду

$$\frac{e(t)}{R} = -\frac{u(t)}{R_0},$$

звідси 
$$u(t) = -\frac{R_0}{R} e(t) = -Ke(t). \quad (7.3)$$

Оскільки вихідна напруга має протилежний вхідній напрузі знак, то таку схему ввімкнення називають інвертувальним операційним підсилювачем. Коефіцієнт передачі даного ОП дорівнює відношенню опору резистора зворотного зв'язку до опору вхідного резистора:

$$K = \frac{R_0}{R}.$$

### 7.1.2 Неінвертувальний операційний підсилювач

Якщо вхідну напругу подати на неінверсний вхід, а вхідний резистор під'єднати до «землі», то також диференціальний ОП перетворюється у вирішувальний операційний підсилювач з одним входом (рис. 7.2) [5].

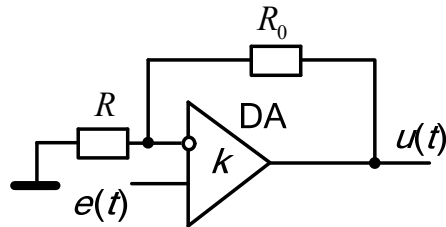


Рисунок 7.2 – Неінвертувальний операційний підсилювач

Розглянемо залежність між вихідною та вхідною напругами для даної схеми ввімкнення підсилювача. Напруга на інверсному вході дорівнює

$$e^{-}(t) = \frac{u(t)R}{(R + R_0)}. \quad (7.4)$$

Оскільки напруги на інверсному  $e^{-}(t)$  та неінверсному  $e^{+}(t)$  входах мають бути однаковими, тобто  $e^{-}(t) = e^{+}(t) = e(t)$ , то

$$e(t) = \frac{u(t)R}{(R + R_0)}.$$

Тоді

$$u(t) = \left(1 + \frac{R_0}{R}\right)e(t). \quad (7.5)$$

З формули (7.5) видно, що полярність вихідної та вхідної напруг однакова, тому таку схему ввімкнення називають неінвертувальним операційним підсилювачем. Коефіцієнт передачі даного ОП дорівнює

$$K = 1 + \frac{R_0}{R}.$$

У випадку якщо  $R_0=0$  (рис. 7.3), то напруга на виході дорівнює вхідній напрузі, тобто ОП працює в режимі повторювача і

$$u(t) = e(t).$$

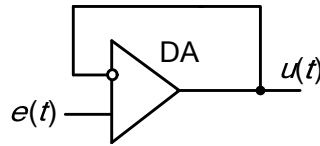


Рисунок 7.3 – Операційний підсилювач в режимі повторювача напруги

### 7.1.3 Інвертувальний суматор

Якщо в схемі інвертувального ОП використати декілька вхідних резисторів, то отримуємо схему інвертувального суматора (рис. 7.4) [5].

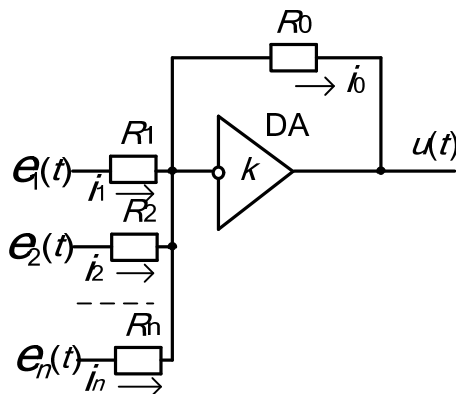


Рисунок 7.4 – Інвертувальний суматор

Дана схема виконує операцію додавання з одночасним інвертуванням вихідного сигналу. Операційний підсилювач на даній схемі зображений як ОП з одним інверсним входом. В даному випадку неінверсний вхід ОП з'єднаний з «землею», тому напруга на інверсному вході також буде дорівнювати потенціалу «землі», тобто нулю. Згідно з законом Кірхгофа сума вхідних струмів  $i_1, i_2, \dots, i_n$  дорівнює струму  $i_0$ . Тоді дійсне нижче наведене рівняння:

$$\frac{e_1(t)}{R_1} + \frac{e_2(t)}{R_2} + \dots + \frac{e_n(t)}{R_n} = -\frac{u(t)}{R_0},$$

звідси

$$u(t) = -\sum_{j=1}^n \frac{R_0}{R_j} e_j(t) = -\sum_{j=1}^n K_j e_j(t). \quad (7.6)$$

### 7.1.4 Неінвертувальний суматор

Якщо в схемі неінвертувального ОП використати декілька вхідних резисторів, то отримуємо схему неінвертувального суматора (рис. 7.5). Дана



схема виконує операцію додавання без інвертування вихідного сигналу відносно вхідних [5].

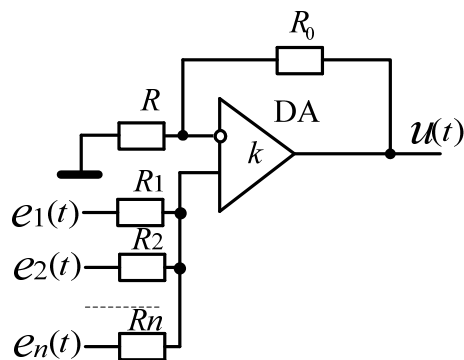


Рисунок 7.5 – Неінвертувальний суматор

Напруга на інверсному вході, згідно з рівнянням (7.4), дорівнює

$$e^{-}(t) = \frac{u(t)R}{(R + R_0)}.$$

Для неінверсного входу можна записати рівняння

$$\frac{e_1(t) - e^{+}(t)}{R_1} + \frac{e_2(t) - e^{+}(t)}{R_2} + \dots + \frac{e_n(t) - e^{+}(t)}{R_n} = 0,$$

або

$$\sum_{j=1}^n \frac{e_j(t)}{R_j} = \sum_{j=1}^n \frac{e^{+}(t)}{R_j}.$$

Звідси

$$e^{+}(t) = \sum_{j=1}^n \frac{e_j(t)}{R_j} / \sum_{j=1}^n \frac{1}{R_j}.$$

Оскільки  $e^{-}(t) = e^{+}(t)$ , то, підставивши отриману залежність у формулу (7.4) і розв'язавши рівняння відносно  $u(t)$ , отримаємо

$$u(t) = \left(1 + \frac{R_0}{R}\right) \sum_{j=1}^n \frac{e_j(t)}{R_j} / \sum_{j=1}^n \frac{1}{R_j}. \quad (7.7)$$

Якщо всі опори вхідних резисторів однакові між собою, то рівняння (7.7) приймає вигляд

$$u(t) = \left(1 + \frac{R_0}{R}\right) \sum_{j=1}^n e_j(t) / n. \quad (7.8)$$

### 7.1.5 Пристрій віднімання

Для схеми, наведеної на рис. 7.6, можна записати рівняння

$$\frac{e_1(t) - e^-(t)}{R} = \frac{e^-(t) - u(t)}{R_0}, \quad (7.9)$$

$$e^+(t) = \frac{e(t)r_0}{(r + r_0)}. \quad (7.10)$$

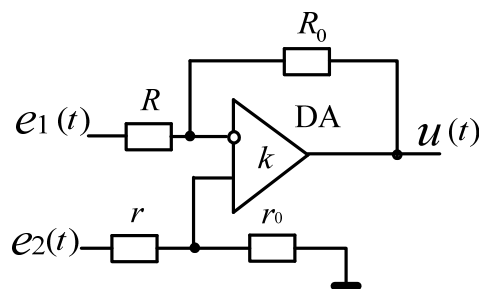


Рисунок 7.6 – Пристрій віднімання

Оскільки  $e^-(t) = e^+(t)$ , то, підставивши вираз (7.10) у формулу (7.9) і розв'язавши рівняння відносно  $u(t)$ , отримаємо

$$u(t) = e_2(t) \left(1 + \frac{R_0}{R}\right) / \left(1 + \frac{r}{r_0}\right) - e_1(t) \frac{R_0}{R}. \quad (7.11)$$

Якщо виконати умови  $R_0 = r_0$  та  $R = r$ , формула (7.11) набуде вигляду

$$u(t) = \frac{R_0}{R} [e_2(t) - e_1(t)] = K [e_2(t) - e_1(t)], \quad (7.12)$$

а якщо виконати умови  $R_0 = R$  та  $r_0 = r$ , формула (7.11) набуде вигляду

$$u(t) = e_2(t) - e_1(t). \quad (7.13)$$

### 7.1.6 Пристрій додавання-віднімання

Схема, наведена на рис. 7.7, виконує операцію віднімання суми напруг на інверсному вході з суми напруг на неінверсному вході, тобто є алгебраїчним суматором [5].

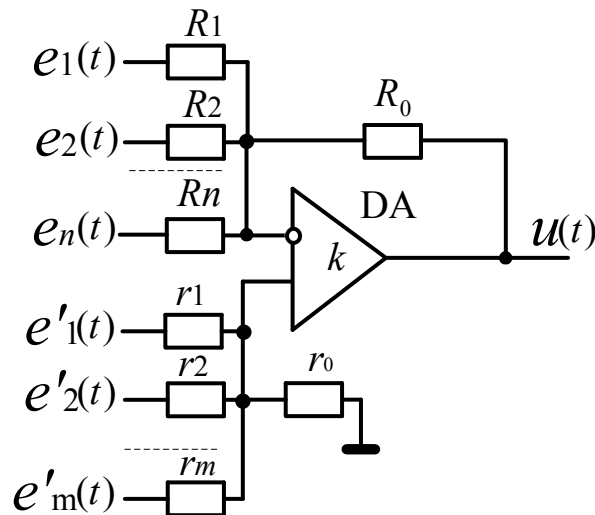


Рисунок 7.7 – Пристрій додавання-віднімання

Для неінверсного входу справедливо рівняння

$$\frac{e'_1(t) - e^+(t)}{r_1} + \frac{e'_2(t) - e^+(t)}{r_2} + \dots + \frac{e'_m(t) - e^+(t)}{r_m} = \frac{e^+(t)}{r_0},$$

з якого, після перетворень, отримаємо

$$e^+(t) = \sum_{j=1}^m \frac{r_0}{r_j} e'_j(t) / \left( \sum_{j=1}^m \frac{r_0}{r_j} + 1 \right). \quad (7.14)$$

Для інверсного входу справедливо рівняння

$$\frac{e_1(t) - e^-(t)}{R_1} + \frac{e_2(t) - e^-(t)}{R_2} + \dots + \frac{e_n(t) - e^-(t)}{R_n} = \frac{e^-(t) - u(t)}{R_0},$$

з якого, після перетворень, отримаємо:

$$u(t) = e^-(t) \left( \sum_{j=1}^n \frac{R_0}{R_j} + 1 \right) - \sum_{j=1}^n \frac{R_0}{R_j} e_j(t). \quad (7.15)$$

Враховуючи, що  $e^-(t) = e^+(t)$ , підставивши вираз (7.14) у формулу (7.15), отримаємо

$$u(t) = \frac{\sum_{j=1}^n \frac{R_0}{R_j} + 1}{\sum_{j=1}^m \frac{r_0}{r_j} + 1} \sum_{j=1}^m \frac{r_0}{r_j} e_j'(t) - \sum_{j=1}^n \frac{R_0}{R_j} e_j(t). \quad (7.16)$$

У випадку однаковості всіх опорів та  $n=m$  формула (7.16) спрощується

$$u(t) = \sum_{j=1}^n e_j'(t) - \sum_{j=1}^n e_j(t). \quad (7.17)$$

### 7.1.7 Похибки схем на операційних підсилювачах

Похибки значень вихідної напруги схем на операційних підсилювачах виникають за рахунок [5]:

- кінцевого значення коефіцієнта підсилення  $k$  ОП;
- дрейфу нуля ОП;
- похибок виготовлення резисторів;
- наявності вхідного струму ОП.

*Похибка від кінцевого значення коефіцієнта підсилення.* Формули, виведені в підрозділі 7.1, не враховують кінцевого значення коефіцієнта підсилення  $k$  ОП. Наприклад, формула (7.6) є приблизним значенням вихідної напруги інвертувального суматора.

Абсолютна похибка схеми визначається різницею двох значень вихідної напруги – приблизного  $u_0(t)$  і точного  $u(t)$

$$\Delta u_k(t) = u_0(t) - u(t),$$

звідси, відносна похибка схеми дорівнює

$$\delta u_k(t) = \frac{\Delta u_k(t)}{u_0(t)}.$$

Для схеми інвертувального суматора (рис. 7.4), згідно з законом Кірхгофа (за умови, коли вхідний струм ОП дорівнює нулю) можна записати рівняння

$$\frac{e_1(t) - e^-(t)}{R_1} + \frac{e_2(t) - e^-(t)}{R_2} + \dots + \frac{e_n(t) - e^-(t)}{R_n} = \frac{e^-(t) - u(t)}{R_0}.$$

Для ОП даної ж схеми справедливо рівняння

$$u(t) = -ke^-(t).$$

Спільне розв'язання наведених рівнянь дає вираз для вихідної напруги інвертувального суматора

$$u(t) = -\frac{\sum_{j=1}^n \frac{R_0}{R_j} e_j(t)}{1 + \frac{1}{k} \left( 1 + \sum_{j=1}^n \frac{R_0}{R_j} \right)}. \quad (7.18)$$

Вираз (7.18) можна вважати точним значенням вихідної напруги  $u(t)$  інвертувального суматора, приблизним значенням  $u_0(t)$  якої є формула (7.6).

Тоді відносна похибка інвертувального суматора за рахунок кінцевого значення коефіцієнта підсилення  $k$  ОП дорівнює

$$\delta u_k = \frac{1}{k} \left( 1 + \sum_{i=1}^n \frac{R_0}{R_i} \right). \quad (7.19)$$

Використання для розрахунків формули (7.6) призводить до методичної похибки, значення якої можна визначити на етапі проектування пристроїв. Можна підрахувати необхідний коефіцієнт підсилення ОП при заданій допустимій похибці  $\delta u_{k\text{дон}}$

$$k \geq \frac{1}{\delta u_{k\text{дон}}} \left( 1 + \sum_{i=1}^n \frac{R_0}{R_i} \right).$$

*Похибка від дрейфу нуля.* Одну з основних похибок роботи вирішувального підсилювача утворює дрейф нуля ОП. Це виникнення напруги, що повільно змінюється, на виході схеми ОП при постійній вхідній напрузі або при вхідній напрузі, що дорівнює нулю. Оцінювання впливу дрейфу нуля ОП на точність вихідної напруги розглянемо на прикладі схеми ОП з одним вхідним резистором. Тоді рівняння струмів зовнішніх кіл ОП має такий вигляд

$$\frac{e_j(t) - e^-(t)}{R_j} = \frac{e^-(t) - u(t)}{R_0},$$

а рівняння підсилювача –  $u(t) = -k[e^-(t) \pm e_{dp}(t)]$ ,

де  $e_{dp}(t)$  – дрейф нуля, приведений до входу ОП, тобто напруга на вході ОП, яка в кожний момент компенсує похибку у вихідній напрузі.

Розв'язуючи спільно ці два рівняння, вилучаючи  $e^-(t)$ , отримаємо

$$u(t) = -\frac{e_j(t)}{\frac{1}{k} + \frac{R_j}{kR_0} + \frac{R_j}{R_0}} \mp \frac{e_{dp}(t)}{\frac{1}{k} + \frac{R_j}{kR_0} + \frac{R_j}{R_0}} \mp \frac{e_{dp}(t)}{1 + \frac{1}{k} + \frac{R_0}{kR_j}},$$

оскільки  $\frac{1}{k} \rightarrow 0$ , то

$$u(t) = -\frac{R_0}{R_j} e_j(t) \pm \frac{R_0}{R_j} e_{dp}(t) \pm e_{dp}(t),$$

звідси

$$\Delta u_{dp} = \pm \frac{R_0}{R_j} e_{dp}(t) \pm e_{dp}(t). \quad (7.20)$$

У схемах з ОП дрейф нуля знаходиться в межах від десятків мікр вольт до декількох мілівольт.

*Похибка від неточності виготовлення резисторів.* Похибка вихідної напруги суматора, залежно від відхилення опорів вхідних резисторів  $R_j$  і резистора зворотного зв'язку  $R_0$  від номінальних значень, визначається з формули

$$\Delta u_R = \sum_{j=1}^n \frac{\partial u_0}{\partial R_j} \Delta R_j + \frac{\partial u_0}{\partial R_0} \Delta R_0.$$

Взявши за основу формулу (7.6) ідеального підсилювача, отримаємо

$$\Delta u_R(t) = -\sum_{j=1}^n \frac{R_0}{R_j} e_j(t) \left[ \frac{\Delta R_0}{R_0} - \frac{\Delta R_j}{R_j} \right]. \quad (7.21)$$

Похибка вихідної напруги схеми ОП прямо пропорційна первинним похибкам резисторів.

*Похибка від вхідного струму.* При виведенні формул в підрозділі 7.1 передбачалось, що вхідний струм ОП дорівнює нулю. В дійсності це не так. Тому для схеми ОП з одним вхідним резистором рівняння струмів зовнішніх кіл має вигляд

$$\frac{e_j(t) - e^-(t)}{R_j} = \frac{e^-(t) - u(t)}{R_0} + i_{ex}(t).$$

За умови, що  $e_j(t)=0$  та  $e^-(t)=0$ , отримаємо:

$$i_{ex}(t) = \frac{\Delta u_I(t)}{R_0},$$

або 
$$\Delta u_I(t) = i_{ex}(t)R_0. \quad (7.22)$$

Похибка схем на ОП від дії вхідного струму визначається з умови, що струм тече по резистору зворотного зв'язку. Допустиме значення струму отримується з умови заданої похибки.

Наприклад, якщо  $\Delta u_{I\text{доп}}=1\text{мВ}$ , то при  $R_0=1\text{МОм}$  допустимий вхідний струм ОП  $i_{\text{вх.доп}}=1\text{нА}$ .

Загальна абсолютна похибка схеми з ОП буде сумою розглянутих похибок, тобто,

$$\Delta u(t) = \Delta u_k(t) + \Delta u_{op}(t) + \Delta u_R(t) + \Delta u_I(t). \quad (7.23)$$

## 7.2 Пристрої для відтворення нелінійних функцій

### 7.2.1 Класифікація пристроїв відтворення нелінійних функцій

Розроблено багато видів пристроїв відтворення нелінійних функцій (ПНФ), які здійснюють нелінійні перетворення вхідного сигналу та які засновані на різних фізичних принципах і мають різну точність відтворення заданих функцій [5].

Класифікувати ПНФ можна на основі різних критеріїв за:

– *числом аргументів* ПНФ поділяють на пристрої з одним або декількома змінними. Кількість змінних рідко перевищує два;

– *принципом дії* розрізняють ПНФ, які відтворюють задану нелінійну функцію або наближену функцію, що апроксимує задану з деяким ступенем точності. Перші не мають методичної похибки, другим відповідає похибка апроксимації, але їх використання веде до спрощення схем, зниження ціни і т. п.;

– *функціональними можливостями* розрізняють спеціальні та універсальні ПНФ. Універсальні ПНФ відтворюють деякий клас заданих функцій за рахунок нескладної перебудови зв'язків елементів схеми;

– *способом подання і обробки інформації* ПНФ поділяються на неперервні, дискретні та з імпульсною модуляцією.

В неперервних ПНФ функції характеристик  $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$  забезпечується підбором відповідної вольт-амперної характеристики нелінійного елемента та корекцією її за допомогою постійних напруг і резисторів.

В дискретних ПНФ потрібна функціональна характеристика відтворюється за рахунок деяких послідовних апертурних і логічних операцій: додавання, добутку, порівняння та інших. Дискретні перетворення достатньо легко виконати у вигляді відповідних алгоритмів і програм роботи ЦОМ. В подальшому дискретні перетворювачі не розглядаються.

В ПНФ з імпульсною модуляцією функціональна характеристика забезпечується подвійним перетворенням вхідної напруги: функціональною модуляцією, в результаті якої виробляється інтервал часу між імпульсами або частота імпульсів; функціональною демодуляцією, в результаті якої виробляється вихідна напруга, яка нелінійно залежить від вхідної. ПНФ цієї групи називають часоімпульсні та частотно-імпульсні.

Залежно від функціональних елементів в АОМ використовують різні ПНФ неперервного типу: потенціометричні; діодні; на нелінійних напівпровідникових опорах (тірит та ін.). Переважно це ПНФ однієї змінної, що відтворюють задану функцію на основі елементів, які мають нелінійні вольт-амперні характеристики. Дані пристрої є спеціалізованими.

### 7.2.2 ПНФ неперервного типу

ПНФ на основі *потенціометрів*. Відтворити функціональну залежність можна за допомогою лінійного або функціонального потенціометра. Лінійний потенціометр живиться постійною напругою  $E$ , а переміщення движка, з якого знімається вихідна напруга, йде за законом заданої функціональної залежності  $\alpha(x)$ . Движок переміщується за допомогою кулачкового механізму або пристрою барабанного типу. Головний недолік потенціометричних схем – необхідність утворення аргументу у вигляді механічного переміщення движка, що звужує сферу застосування цих пристроїв. Крім того, потенціометри мають малий строк служби. Використовують такі ПНФ лише в спеціальній апаратурі і для відтворення тригонометричних функцій, які реалізують на синусно-косинусних потенціометрах. Потенціометричні ПНФ забезпечують відносно високу точність [20].

ПНФ на *напівпровідникових діодах*. Відтворення логарифмічної залежності, піднесення до квадрату, добування квадратного кореня та ін. найбільш просто виконати, використавши нелінійні гілки ВАХ напівпровідникових діодів та нелінійних опорів. ВАХ кремнієвого діода в області малої напруги має гілку логарифмічної залежності напруги  $U(t) = r \lg i(t)$  від струму, що тече через нього. Електрична принципова схема (рис. 7.8) складається з діода  $VD$ , з внутрішнім опором  $r$ , і резистора  $R$ , який задає режим роботи діода. Зміна вхідної напруги  $e(t)$  веде до пропорційної зміни струму через  $VD$ , тобто  $i(t) = Ke(t)$ .



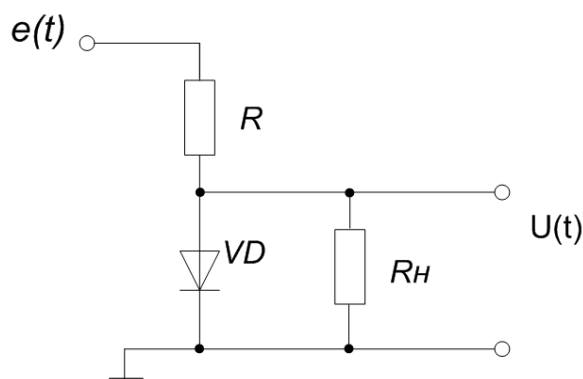


Рисунок 7.8 – Електрична принципова схема ЛНФ на діоді

Струм, що протікає через діод, утворює на ньому спад напруги за логарифмічним законом, тобто  $U(t)=rI_gKe(t)$ . Спад напруги на діоді можна зняти на навантаження, при цьому необхідно витримати відношення  $R_n \gg r$ . Головний недолік даної схеми, що відтворює логарифмічну залежність, полягає в її неможливості працювати за нульових входних сигналів, оскільки логарифм нуля дорівнює негативній нескінченній величині. Усунути цей недолік можна схемним шляхом: штучно зміщується вхідний сигнал на постійну величину з наступною компенсацією [5].

ЛНФ на *напівпровідникових нелінійних опорах*. До елементів, що мають нелінійну ВАХ, відносять *варистори*. Стабільні квадратичні залежності мають карборундові опори – *тірит* і *віллит*. Наприклад, ВАХ тіритового диска діаметром 50 мм і висотою 10 мм майже параболічна крива. Вмикання послідовно з тіритом  $T$  резистора  $R_1$ , за рахунок додавання спаду напруги на ньому, наближає характеристику тірита до ідеальної квадратичної залежності [5].

Паралельне вмикання опору навантаження  $R_n$  веде до відносного повороту осей координат на деякий кут, тобто віддаляє характеристику тірита від ідеальної. Повернути осі координат в потрібному напрямку можна, утворивши ефект негативного опору в колі, паралельному тіриту. Це робить інвертувальний підсилювач  $DA$ . Варіювання значеннями опорів  $R_1$  і  $R_n$  дає можливість отримати необхідну квадратичну залежність (рис. 7.9).

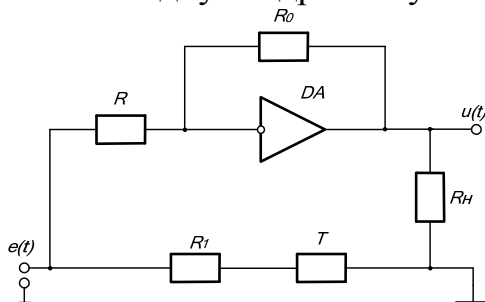


Рисунок 7.9 – Електрична принципова схема ЛНФ на тіриті

### 7.2.3 Часоімпульсні ПНФ

Ряд спеціальних нелінійних залежностей можна отримати за допомогою *часоімпульсних пристроїв*, в яких йде проміжне перетворення вхідної змінної  $e(t)$  в інтервал часу  $\tau = f_1(e)$ , а потім – у вихідну напругу [5],

$$u(e) = f_2(\tau) = f_2[f_1(e)] = f(e). \quad (7.24)$$

Часоімпульсний ПНФ можна подати у вигляді послідовного з'єднання функціонального часового модулятора (ФЧМ) і функціонального часового демодулятора (ФЧД), функціонування яких керується опорними напругами модулятора  $U_M$  і демодулятора  $U_D$  (рис. 7.10).

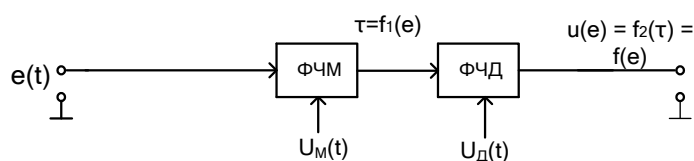


Рисунок 7.10 – Електрична структурна схема часоімпульсного ПНФ

Необхідна нелінійна залежність забезпечується підбором перетворювальних функцій  $f_1$  і  $f_2$ . ФЧМ може бути побудований за замкненої або розімкненої схеми. Варіант ФЧМ за розімкненої схем наведений на рис. 7.11.

ФЧМ складається зі схеми порівняння (СП), на один вхід якої надходять вхідний сигнал  $e(t)$ , а на інший – опорна напруга  $U_M(t)$  спеціальної форми з генератора опорної напруги (ГОН).

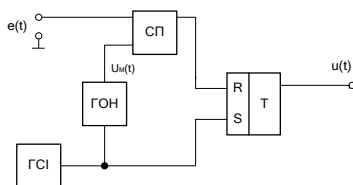


Рисунок 7.11 – Електрична структурна схема ФЧМ

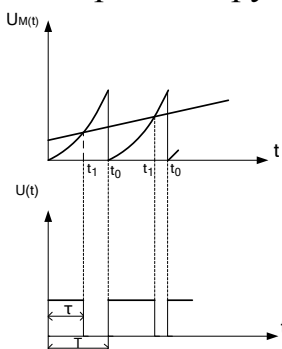


Рисунок 7.12 – Діаграма роботи ФЧМ

В момент  $t_1$  однаковості напруг на виході СП виробляється імпульс, що встановлює тригер  $T$  в стан логічного «0». Роботу схеми синхронізує генератор синхроімпульсів (ГСІ). На виході тригера формується прямокутний імпульс тривалості  $\tau$  з частотою  $f=1/T$ . Умова появи імпульсу на виході СП в момент  $t_1$

$$e(t)=U_M(t),$$

звідси

$$\tau=k_\tau f_1[e(t)], \quad (7.25)$$

де  $k_\tau$  – масштаб часу,  $f_1$  – функціональна залежність, обернена часовій залежності напруги  $U_M(t)$ .

Як СП можна використати операційний підсилювач в режимі компаратора.

ФЧД є ключем, який керується імпульсами, що їх виробляє модулятор. На вхід ключа надходить опорна напруга  $U_D(t)$  спеціальної форми. На виході ключа за допомогою фільтра отримується постійна складова періодичного сигналу. Часова діаграма роботи ФЧД наведена на рис. 7.13.

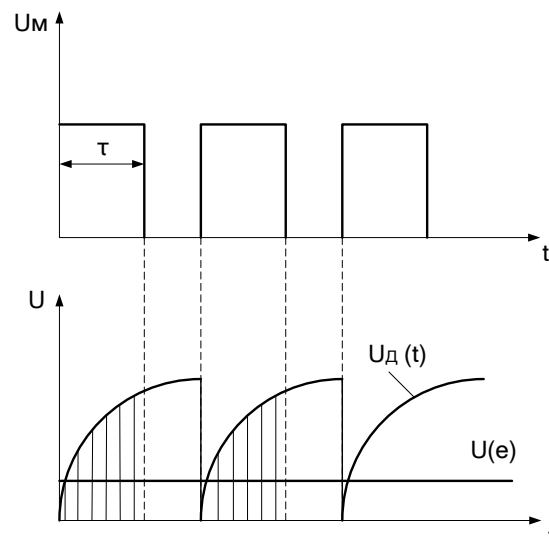


Рисунок 7.13 – Часова діаграма роботи ФЧД

Вихідна напруга ФЧД дорівнює

$$u(t) = \frac{1}{T} \int_0^\tau u_D(t) dt = Kf_2(\tau). \quad (7.26)$$

Оскільки  $\tau = K_{\tau} f_1(e)$ , то на виході ФЧД  $u=f(e)$ . Підбором різних функціональних залежностей  $U_M(t)$  і  $U_D(t)$  можна отримати різні підсумкові нелінійні функції.

#### 7.2.4 ПНФ зі кусково-східчастою апроксимацією

Заміна однієї нелінійної функції іншою, наближеною, що відрізняється від заданої в межах допустимої похибки, називається апроксимацією. Зазвичай, одна нелінійна функція замінюється відрізками нелінійних або лінійних апроксимованих функцій. У зв'язку з цим розрізняють кусково-східчасту, кусково-нелінійну, кусково-лінійну апроксимації та інші. Пристрої (ПНФ), що відтворюють апроксимувальну функцію, мають задавальну складову похибки від апроксимації, але часто працюють з більшою сумарною точністю, ніж з ПНФ, що реалізують точно задану залежність.

За кусково-східчастої апроксимації задана нелінійна функція  $f(x)$  замінюється відрізками прямих, паралельних координатним осям. Значення  $h$  кроків поділу осі аргументу  $x$  можуть бути постійними або змінними. За нерівномірного кроку  $h_i$  поділ осі  $x$  на ділянки починається з точки  $x_n$ , для якої функція має найбільше значення. Для першої ділянки ордината  $\varphi$  визначається так:

$$\varphi_{12} = f(x_n) - \varepsilon, \quad (7.27)$$

де  $\varepsilon$  – завдана похибка апроксимації.

Крок  $h_1$  (інтервал інтерполяції) визначають з умови

$$f(x_n - h_1) = f(x_n) - 2\varepsilon. \quad (7.28)$$

Аналогічно, для другої ділянки апроксимації ордината східчастої функції  $\varphi_{34} = f(x_n - h_1) - \varepsilon$  і інтервал інтерполяції  $h_2$  визначають з умови  $f(x_n - h_1 - h_2) = f(x_n - h_1) - 2\varepsilon$  і т. д. Нерівномірний поділ осі  $x$  досягається за мінімальну кількість кроків.

Для технічної реалізації більш зручний рівномірний поділ осі аргументу. Величина інтервалу інтерполяції  $h$  визначається для точки  $x_i$ , для якої крутизна кривої максимальна, з умови

$$f(x_i) - 2\varepsilon = f(x_i - h). \quad (7.29)$$

Пристрій відтворення кусково-східчастої функції доволі просто реалізується на резистивному ланцюзі  $R_1 \dots R_n$  та багатоканальному комутаторі. При послідовному перемиканні каналів нелінійна функція формується шляхом комутації резисторів на набірному полі [5].

### 7.2.5 ПНФ з кусково-лінійною апроксимацією

За лінійної апроксимації, заданої для відтворення однозначної неперервної функції  $y=f(x)$ , її можна наближено подати у вигляді суми окремих гілок за виразом

$$y(x) = y_0 + ax(t) + \sum_{j=1}^n b_j [x(t) - x_{0j}]$$

де  $y_0$  – постійна складова функції;

$$b_j = \begin{cases} 0 & \text{при } x(t) \leq x_{0j} \\ b_j = \text{const} & \text{при } x > x_{0j} \end{cases},$$

$b_j$  – коефіцієнт, що визначає нахил  $j$ -ої ділянки кривої;

$x_{0j}$  – значення аргументу на початку  $j$ -го відрізка поділу.

Після перетворення параметрів початкового рівняння в електричні величини за масштабних змінних отримаємо

$$u(e) = \alpha_1 E + \alpha_2 e(t) + \sum_{j=1}^n b_j [e(t) - e_{0j}]. \quad (7.30)$$

Графічна інтерпретація рівняння (7.30) наведена на рис. 7.14.

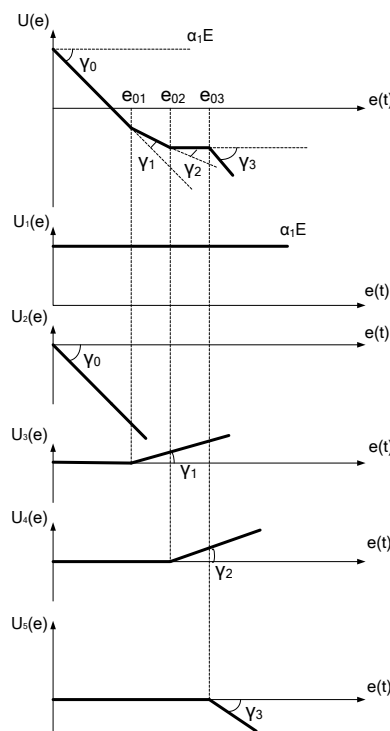


Рисунок 7.14 – Графічна інтерпретація деякої неперервної функції

Деяку, задану для відтворення, ламану  $U(e)$ , наведену на рис. 7.14, можна подати як суму:

- постійної напруги  $u_1 = \alpha_1 E$ ;
- лінійної напруги  $u_2(e)$ ;
- та трьох напруг  $u_3(e)$ ,  $u_4(e)$ ,  $u_5(e)$ , що змінюються нелінійно.

Нахил лінійної напруги  $u_2(e)$  визначається коефіцієнтом  $\alpha_2 = tg\gamma_0$ . Кожна з нелінійних напруг характеризується точкою зламу  $e_{0j}$ , нахилом пропорційної частини  $b_j = tg\gamma_j$  і може розташовуватися в одному з квадрантів. На рис. 7.14  $u_3(e)$ ,  $u_4(e)$  розташовані в першому квадранті, а  $u_5(e)$  – в четвертому. В загальному випадку складові рівняння (7.30) можуть бути розташовані в будь-якому з чотирьох квадрантів.

Рівняння (7.30) можна реалізувати за допомогою універсального ПНФ, який складається з суматора та схем, що відтворюють постійну складову  $\alpha_1 E$ , пропорційну лінійну складову  $\alpha_2 e(t)$  та складові нелінійних членів  $b_j[e(t) - e_{0j}]$  – в чотирьох квадрантах [5].

Постійну складову отримують з дільника напруги, на який подана напруга живлення  $E_{ж}$ , знак постійної складової природно визначається знаком напруги живлення «плюс» або «мінус». Як дільник напруги може бути використаний потенціометр, положення движка якого визначає коефіцієнт  $\alpha_1$  (рис. 7.15, а).

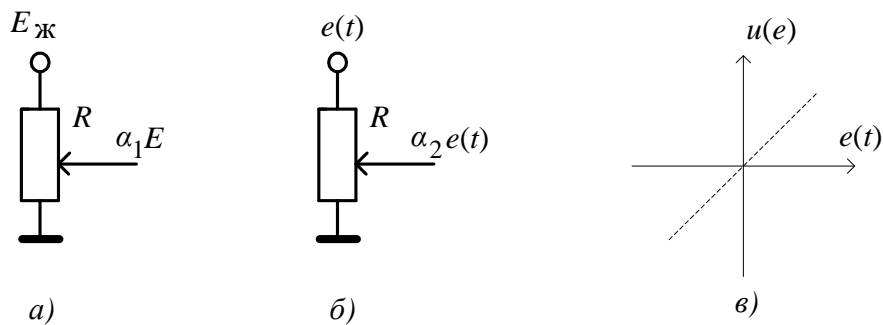


Рисунок 7.15 – Електрична принципова схема для отримання постійної та лінійної складових

Лінійну складову  $\alpha_2 e(t)$  можна отримати з такого ж дільника напруги, на який подана напруга  $e(t)$  (рис. 7.15, б). Однак за такої схеми знак вихідної напруги відповідає знаку  $e(t)$ , тобто функція  $u(e)$  розташована в першому або третьому квадранті (рис. 7.15, в) і, крім того, коефіцієнт  $\alpha_2$  не може перевищувати одиницю. Для отримання лінійної складової з будь-яким коефіцієнтом  $\alpha_2$  можна застосувати, наприклад, неінвертувальний операційний підсилювач (див. рис. 7.2), а для зміни знака вихідної напруги відносно знака  $e(t)$  – інвертувальний операційний підсилювач (див. рис.

7.1). При цьому функція  $u(e)$  буде розташована в другому або четвертому квадранті.

Схеми для реалізації нелінійних членів рівняння мають нелінійний елемент, яким є випрямний діод  $VD$ . Розглянемо схему (рис. 7.16), що реалізує нелінійну складову  $u_5(e)=b_3[e(t)-e_{03}]$  (див. рис. 7.14).

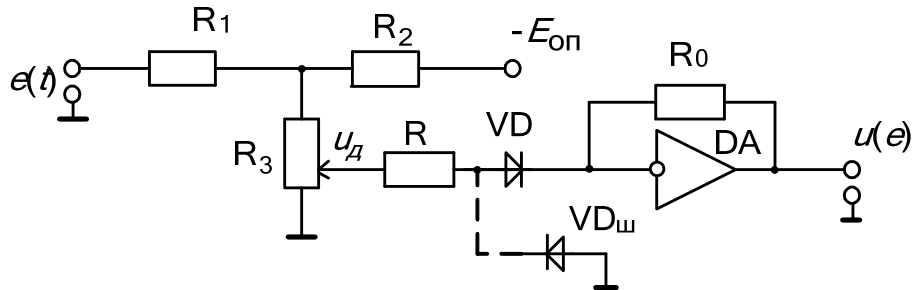


Рисунок 7.16 – Електрична принципова схема для отримання нелінійної складової

На потенціометрі  $R_3$  від негативної опорної напруги  $E_{оп}$  утворюється негативна напруга, що запирає діод  $VD$ , і напруга на виході схеми дорівнює нулю  $u(e)=0$ . При збільшенні  $e(t)$  до деякого значення (у випадку, що розглядається, до  $e(t)=e_{03}$ ) напруга  $u_d$  стає більшою нуля (позитивною) і діод  $VD$  відпирається. Після цього, при подальшому зростанні  $e(t)$ , напруга на виході змінюється лінійно. Зазвичай,  $E_{оп}=const$  і змінна напруга  $e_{0j}$ , за якої відпирається діод, залежить від відношення опорів  $R_1$  і  $R_2$ . Максимальна крутизна нахилу ( $\gamma=45^\circ$ ,  $b=1$ ) характеристики буде при  $R_1=0$ . Збільшення крутизни нахилу досягається введенням операційного підсилювача  $DA$  з коефіцієнтом передачі  $K=R_0/R$  більше одиниці. В реальних схемах ПНФ операційні підсилювачі використовують одночасно і для інвертування та підсумовування сигналів (7.30). При розгляді схеми передбачалося, що прямий опір діода  $VD$  дорівнює нулю, а зворотний – нескінченності. В дійсності діоди мають невеликий (біля 100 Ом) прямий опір, а зворотний можна порівняти з опором  $R$  та  $R_0$ , що веде до появи на виході зміщення нуля вихідного сигналу. Для усунення цього в схему додається діод  $VD_ш$ , який усуває появу на основному діоді зворотної напруги.

Розглянута схема відтворює нелінійну залежність, розташовану в четвертому квадранті. Змінюючи полярність ввімкнення діода і знак опорної напруги, можемо отримати нелінійні залежності в усіх 4-ох квадрантах.

### 7.3 Пристрої для операцій множення і ділення

Операції множення та ділення можна виконати на основі різних принципів, що привело до появи багатьох пристроїв. За способом виконання

операцій множення та ділення означені пристрої можна поділяти на два класи: *прямої* та *непрямої дії*.

В пристроях другого класу (непрямої дії) використовують різні математичні співвідношення, результатом яких є множення або ділення. Наприклад, результат операції множення можна отримати з рівняння:  $[(x+y)/2]^2 - [(x-y)/2]^2 = xy$  і т. п.

В пристроях прямої дії використовують елементи, коефіцієнт передачі яких лінійно залежить від одного з множників. За структурою побудови можуть бути використані розімкнені та замкнені схеми (з застосуванням зворотного зв'язку). Останні мають більшу точність.

Найбільш поширена схема пристрою для операції множення та ділення прямої дії наведена на рис. 7.17. Для підвищення точності роботи даних пристроїв побудова елементів, коефіцієнт передачі яких керований від величини напруги, виконується з негативним зворотним зв'язком.

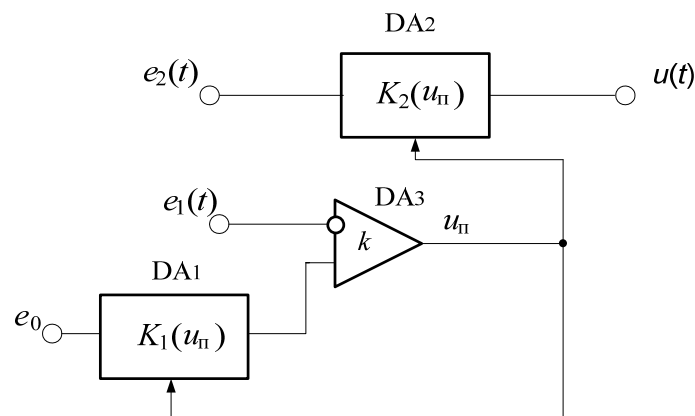


Рисунок 7.17 – Електрична структурна схема пристрою для операції множення та ділення прямої дії

З рисунка 7.17 можна визначити величину сигналу  $u_n$ :

$$u_n = k[e_0 K_1(u_n) - e_1(t)]. \quad (7.31)$$

Звідки коефіцієнт передачі  $K_1(u_n)$  дорівнює

$$K_1(u_n) = e_1(t)/e_0 + (1/k)u_n/e_0. \quad (7.32)$$

При достатньо великому значенні коефіцієнта підсилення  $k$  операційного підсилювача DA3 отримаємо

$$K_1(u_n) \approx e_1(t)/e_0. \quad (7.33)$$

Вихідна напруга схеми дорівнює



$$u(t) = e_2(t)K_2(u_{\text{п}}). \quad (7.34)$$

Якщо забезпечити ідентичність елементів  $DA_1$  та  $DA_2$ , тобто рівність  $K_1(u_{\text{п}}) = K_2(u_{\text{п}})$ , за опорну напругу використати одиничний сигнал  $e_0 = 1$ , то пристрій виконує операцію множення і вихідна напруга дорівнює

$$u(t) = e_1(t)e_2(t). \quad (7.35)$$

Якщо замість опорної напруги застосувати змінну напругу  $e_3(t)$ , то пристрій виконує операцію ділення

$$u(t) = e_1(t)e_2(t) / e_3(t). \quad (7.36)$$

Якісна робота пристрою забезпечується при великих значеннях коефіцієнта підсилення  $k$ , а також при ідентичності елементів  $DA_1$  та  $DA_2$  і незалежності їх характеристик від вхідних напруг  $e_2(t)$  та  $e_0$  [5].

#### 7.4 Пристрої інтегрування і диференціювання

Дія електричних пристроїв інтегрування і диференціювання [5] заснована на тому, що електричний струм, який тече через конденсатор, пропорційний швидкості зміни напруги на даному конденсаторі. Якщо вхідною величиною є прикладена до конденсатора напруга, а вихідною – струм заряду, то за допомогою конденсатора моделюється операція диференціювання

$$i_c(t) = C du_c / dt.$$

Якщо за вхідну величину прийнято струм через конденсатор, а за вихідну – напругу на його обкладинках, то конденсатор буде моделювати пристрій інтегрування

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^T i(t) dt.$$

Дані залежності здійснюють опис процесів інтегрування та диференціювання, що мали б місце тільки за ідеальних джерел напруги (з нескінченно малим внутрішнім опором) та струму (з нескінченно великим внутрішнім опором). Практично конденсатор ввімкнений в електричні кола з пасивними та активними елементами. Дані кола відтворюють операції інтегрування та диференціювання, що різною мірою відмінні від ідеальних. Пасив-

вні  $RC$ -кола (див. п. 1.4.2) прості, але мають великі похибки, що обмежує їх використання. В АОМ використовують пристрої інтегрування і диференціювання, побудовані на основі ОП, що мають велику точність.

#### 7.4.1 Інтегровальний підсилювач

Для пристрою інтегрування на пасивному  $RC$ -колі вихідна напруга, згідно з (1.15), дорівнює

$$u(t) = \frac{1}{RC} \int_0^t e(t) dt - \frac{1}{RC} \int_0^t u(t) dt.$$

Перший член цього виразу є формулою ідеального інтегрування

$$u_0(t) = \frac{1}{RC} \int_0^t e(t) dt, \quad (7.37)$$

а другий член – це похибка вихідної напруги  $RC$ -кола. Видно, що обидва члени мають однаковий порядок, тобто похибка вихідної напруги сумірна з корисним вихідним сигналом. Даний та інші недоліки пасивних  $RC$ -кіл не дозволяють їх використання як точної схеми інтегрування. Дану операцію виконує інтегровальний вирішувальний підсилювач, або просто *інтегровальний підсилювач*. Даним пристроєм називається ОП з негативним зворотним зв'язком, що виконує операцію інтегрування напруги, поданої на вхід (рис. 7.18).

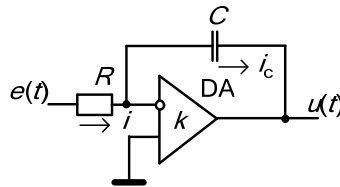


Рисунок 7.18 – Інтегровальний підсилювач

Для схеми (рис. 7.18), нехтуючи вхідним струмом ОП,  $i = i_c$  або

$$[e(t) - e^-(t)] / R = Cd[e^-(t) - u(t)] / dt. \quad (7.38)$$

Напруга на виході схеми дорівнює

$$u(t) = -ke^-(t). \quad (7.39)$$

Спільне розв'язання рівнянь (7.38, 7.39) дає вираз

$$\frac{du(t)}{dt} + \frac{u(t)}{RC(k+1)} = -\frac{ke(t)}{RC(k+1)},$$

інтегрування якого дає вихідну напругу схеми

$$u(t) = -\frac{k}{(k+1)RC} \int_0^t e(t) dt - \frac{1}{(k+1)RC} \int_0^t u(t) dt. \quad (7.40)$$

При великому значенні коефіцієнта підсилення  $k$ , з великим ступенем точності отримаємо формулу ідеального інтегрування (7.37) тільки зі знаком мінус в правій частині, оскільки ОП є інвертувальним. Другий член формули (7.40) є значенням похибки вихідної напруги і він в  $k+1$  разів менший аналогічного члена в пасивному  $RC$ -колі. Враховуючи велике значення  $k$  при практичних розрахунках користуються формулою ідеального інтегрування. Використання ОП призводить до значного збільшення часу інтегрування, який, в межах допустимої відносної похибки  $\delta u_{don}$ , дорівнює

$$t_{im} = 2RC(k+1)\delta u_{don}. \quad (7.41)$$

В реальних схемах на точність операції інтегрування також впливають відомі похибки схем на ОП (див. п. 7.1.7) [5].

#### 7.4.2 Інтегратор з декількома входами

Формули для підсилювача з одним входом (п. 7.4.1) справедливі для інтегратора з декількома входами (рис. 7.19) [5].

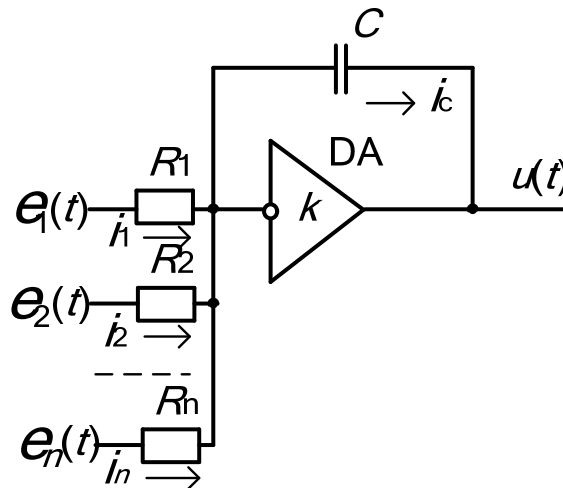


Рисунок 7.19 – Інтегровальний суматор

Напруга на виході суматора-інтегратора (див. рис. 7.19) дорівнює

$$u(t) = -\frac{1}{C} \int_0^t \sum_{j=1}^n \frac{e_j(t)}{R_j} dt. \quad (7.42)$$

Інтегровальний підсилювач з декількома входами можна побудувати на основі диференціального ОП. Простіша схема з двома входами (рис. 7.20) дозволяє отримати алгебраїчну суму інтегралів двох напруг, що надходять на інверсний та неінверсний входи.

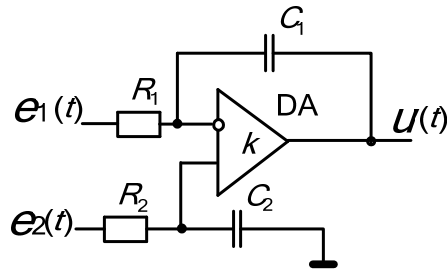


Рисунок 7.20 – Схема інтегратора з двома входами

Вихідна напруга інтегратора (рис. 7.20) дорівнює

$$u(t) = \frac{1}{R_2 C_2} \int_0^t e_2(t) dt - \frac{1}{R_1 C_1} \int_0^t e_1(t) dt. \quad (7.43)$$

За умови однаковості опорів резисторів та ємностей конденсаторів формула (7.43) набуває вигляду

$$u(t) = \frac{1}{RC} \int_0^t [e_2(t) - e_1(t)] dt. \quad (7.44)$$

Вихідна напруга інтегратора з багатьма входами (рис. 7.21) дорівнює

$$u(t) = -\frac{1}{R_1 C_1} \int_0^t e_1(t) dt - \dots - \frac{1}{R_n C_1} \int_0^t e_n(t) dt + \frac{1}{r_1 C_2} \int_0^t e'_1(t) dt + \dots + \frac{1}{r_m C_2} \int_0^t e'_m(t) dt. \quad (7.45)$$

Для виконання формули (7.45) необхідно забезпечити однаковість сумарної провідності обох входів ОП. Зазвичай обирають  $C_1 = C_2 = C$ , а опори резисторів – виходячи з необхідних коефіцієнтів інтегрування. Крім цього, сумарні провідності інверсного та неінверсного входів мають бути однаковими. Якщо дана рівність не виконується, то між інверсним або неінверсним входом і «землею» вмикають додатковий резистор, щоб згадана умова виконувалась.

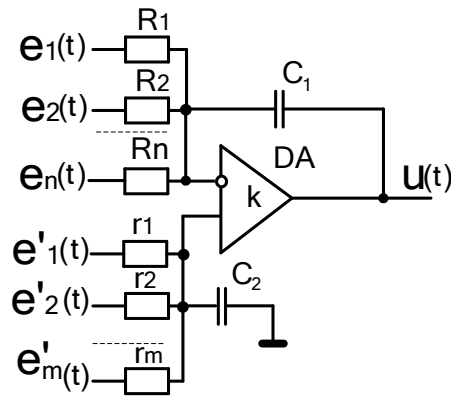


Рисунок 7.21 – Схема інтегратора з багатьма входами

### 7.4.3 Диференціувальний підсилювач

Для пристрою диференціювання на пасивному  $RC$ -колі вихідна напруга, згідно з (1.11), дорівнює [5]

$$u(t) = RC \frac{de(t)}{dt} - RC \frac{du(t)}{dt}.$$

Перший член правої частини є формулою ідеального диференціювання

$$u_0(t) = RC \frac{de(t)}{dt}, \quad (7.46)$$

а другий член є похибкою вихідної напруги  $RC$ -кола. Аналіз похибки показує, що вона сумірна з величиною корисного вихідного сигналу. Даний та інші недоліки пасивних  $RC$ -кіл не дозволяють використовувати їх як точні схеми диференціювання. Дану операцію виконує диференціувальний вирішувальний підсилювач, або просто *диференціувальний підсилювач*. Даним пристроєм називається ОП з негативним зворотним зв'язком, що виконує операцію диференціювання напруги, поданої на вхід (рис. 7.22).

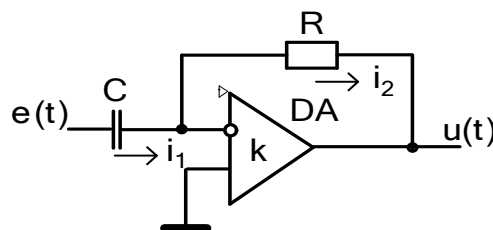


Рисунок 7.22 – Диференціувальний підсилювач

Для схеми (див. рис. 7.22), нехтуючи вхідним струмом ОП,  $i_1 = i_2$  або

$$Cd[e(t) - e^-(t)]/dt = [e^-(t) - u(t)]/R. \quad (7.47)$$

Згідно з рівнянням підсилювача можна записати

$$e^-(t) = -u(t)/k. \quad (7.48)$$

Спільно розв'язуючи рівняння (7.47, 7.48) відносно вихідної напруги, отримуємо

$$u(t) = -\frac{k}{k+1} RC \frac{de(t)}{dt} - \frac{1}{k+1} RC \frac{du(t)}{dt}. \quad (7.49)$$

При великому значенні коефіцієнта підсилення  $k$  з великим ступенем точності отримаємо формулу ідеального диференціювання (7.46) тільки зі знаком мінус в правій частині, оскільки ОП є інвертувальним. Другий член формули (7.49) є значенням похибки вихідної напруги і він в  $k+1$  разів менший аналогічного члена в пасивному  $RC$ -колі.

В реальних схемах на точність операції диференціювання також впливають відомі похибки схем на ОП (див. п. 7.1.7) [5].

### Контрольні запитання та завдання

1. Яке призначення функціональних пристроїв?
2. Які недоліки пасивних кіл, що виконують функцію суматора?
3. В яких режимах може працювати операційний підсилювач?
4. Які є похибки схем на операційних підсилювачах?
5. Класифікація пристроїв відтворення нелінійних функцій.
6. Яким коефіцієнтом визначається нахил лінійної вхідної напруги?
7. Які складові схеми кусково-лінійної апроксимації?
8. На чому заснована дія пристроїв інтегрування і диференціювання?

## Розділ 8 ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ТА ГІБРИДНІ ПРИСТРОЇ

### 8.1 Аналого-цифрові перетворювачі

#### 8.1.1 Методи аналого-цифрового перетворення

Принцип аналого-цифрового перетворення полягає в багаторазовому порівнянні аналогового сигналу з набором еталонних сигналів. Головною ознакою класифікації АЦП є алгоритм його роботи, а саме: набір наказів (розпоряджень), що виконуються в процесі перетворення [24].

Другою за важливістю ознакою класифікації є вид аналогової величини. Найбільш розповсюджені такі аналогові величини: напруга та струм; кутове та лінійне переміщення; часовий інтервал; фаза і частота змінного струму. Як цифрова величина найчастіше використовується позиційний двійковий код (ПДК).

За алгоритмом найбільш розповсюджені три класичні методи перетворень: послідовного підрахування; порозрядного кодування; зчитування.

*Метод послідовного підрахування* – це метод, за яким вхідна аналогова величина врівноважується сумою однакових мінімальних еталонів, що називаються *квантами*.

Момент однаковості вхідної величини і суми еталонів визначається за допомогою одного порівняльного пристрою.

Результат перетворення є число квантів, наприклад, у вигляді послідовного одиничного коду, який за допомогою лічильника перетворюється в позиційний двійковий код.

*Метод порозрядного кодування* – це метод, за яким вхідна аналогова величина послідовно порівнюється з сумою еталонів зі значеннями  $2^i$  квантів, де  $i = n - 1, n - 2, \dots, 1, 0$ ;  $n$  – число розрядів ПДК.

Два сусідніх еталони відрізняються в 2 рази за величиною. Врівноваження вхідної величини починається з еталона, що має максимальну величину. Пристрій порівняння виконує порівняння цього еталона з вхідною величиною. Залежно від результату порівняння отримується цифра в старшому розряді вихідного ПДК. Якщо еталон більший вхідної величини, то в старшому розряді коду залишається «0» і далі йде врівноваження вхідної величини еталонам в 2 рази меншої величини. Якщо еталон менший (або дорівнює) вхідній величині, то в старшому розряді ПДК з'являється «1» і далі виконується врівноваження різниці вхідної величини і першого еталона. Аналогічні дії виконують для всіх еталонів. Отже, після закінчення процесу перетворення вхідна величина буде врівноважена сумою тих еталонів, за якими у відповідних їм розрядах ПДК стали «1». Порівняння вхідної величини і суми еталонів виконує один пристрій порівняння.

*Метод зчитування* – це метод, за яким використовується набір з  $2^n-1$  еталонів. При цьому молодший еталон дорівнює одному кванту, наступний – двом квантам і т. д. Старший еталон дорівнює  $2^n-1$  квантів. Оскільки за цього методу перетворення вхідна величина одночасно порівнюється зі всіма еталонами, то для здійснення цього методу необхідно  $2^n-1$  пристроїв порівняння. Результат перетворення фіксується числом пристроїв порівняння, що відмітили однаковість або перебільшення вхідної величини порівняно з еталоном. Результатом перетворення є паралельний одиничний код на виходах пристроїв порівняння. Даний код далі перетворюється у ПДК.

З розглянутих трьох методів перетворення видно, що їм відповідають визначені набори еталонів і фіксоване число пристроїв порівняння.

Багаторазове використання еталона, що дорівнює кванту, і один пристрій порівняння для методу послідовного підрахування;  $n$  еталонів і один пристрій порівняння для методу порозрядного кодування;  $2^n-1$  еталонів і пристроїв порівняння для методу зчитування.

При використанні інших наборів еталонів та іншої кількості пристроїв порівняння можна отримати інші методи перетворення і структури АЦП. Число таких варіантів дуже велике, однак всі варіанти можна поєднати в загальний метод перетворення, який називається узагальненим методом шкал. Таке об'єднання можливо в зв'язку з тим, що процес перетворення завжди полягає у порівнянні вхідної аналогової величини з набором еталонів, який можна уявити у вигляді деякої *шкали*, що є сукупністю відміток (поділок), які зображують ряд чисел, відповідних перетворюваній величині. При цьому для формування шкал необхідно використати деяке число еталонів, для кожного з яких відоме число квантів, що в нього входять.

### **8.1.2 Узагальнений метод шкал**

Якщо вихідний код АЦП містить  $n$  двійкових розрядів, то можуть бути закодовані десяткові числа від 0 до  $2^n-1$ . Відповідно до цього коду набір еталонів, кожний з яких містить ціле число квантів, є рівномірним рядом еталонів, починаючи з еталона, що дорівнює нулю, і закінчуючи найбільшим еталоном, що дорівнює « $2^n-1$ » квантів. При формуванні шкал можуть бути використані будь-які еталони з цього ряду, що і визначає існування великої кількості варіантів шкал для фіксованого числа розрядів. Властивості кожної конкретної структури АЦП повністю визначаються використаним набором шкал та методом порівняння вхідної величини з цим набором. Для розділу цього класу на підкласи введемо деякі обмеження на вибір шкал [24].

Перше з обмежень – це *рівномірність шкали*, під якою розуміється постійність різниці чисельних значень, що відповідають сусіднім поділкам шкали. Ця різниця називається *ціною поділки шкали* і позначається  $\Delta III$ . В подальшому будемо розглядати тільки АЦП з рівномірними шкалами.



Другим обмеженням є *лінійність шкали*, тобто, наявність пропорційності між еталоном, що утворює дану поділку на шкалі, і кодом, що відповідає цій поділці. Використання лінійної шкали приводить до лінійного перетворення.

Третім обмеженням є *діапазон виміру* всіх шкал, який повинен бути кратним степеню числа 2. Амплітуда  $i$ -ої шкали повинна дорівнювати  $2^i$  квантів.

Таким чином, будь-який набір шкал містить рівномірні і лінійні шкали з діапазоном виміру, що кратний степеню числа 2.

Визначимо основні терміни, пов'язані з поняттям шкали. Будь-яка шкала характеризується величинами: *діапазоном перетворення* (визначається максимальною амплітудою вхідного сигналу) та *ціною поділки* (визначається числом розрядів у вихідному ПДК – позиційному двійковому коді). Якщо вихідний код має  $n$  розрядів, то множина лінійних і рівномірних шкал містить  $n$  підмножин.

Для позначення шкали будемо використовувати символ  $Ш_s^j$ . Індекс  $j$  позначає підмножину шкал і характеризує діапазон перетворення, а індекс  $s$  характеризує ціну поділки даної шкали. Шкали, що входять в підмножину  $j$ , можуть мати від 1 до  $2^{j-1}$  поділок. Діапазон перетворення всіх шкал з підмножини  $j$  дорівнює  $2^j$  квантів, тобто

$$|Ш^j| = 2^j q. \quad (8.1)$$

Ціна поділки шкали дорівнює  $2^{s-1}$  квантів, тобто

$$\Delta Ш_s^j = 2^{s-1} q. \quad (8.2)$$

Наприклад, шкала  $Ш_3^8$  буде мати діапазон перетворення 256 квантів і ціну поділки 4 кванти.

Число поділок будь-якої шкали визначається виразом

$$x = \frac{|Ш_s^j|}{\Delta Ш_s^j} - 1 = 2^{j-s+1} - 1. \quad (8.3)$$

Одночасно число поділок – це число еталонів, необхідних для формування даної шкали. Число розрядів ПДК, що відповідає шкалі, визначається виразом

$$m = \log_2 \frac{|Ш_s^j|}{\Delta Ш_s^j} = j - (s - 1). \quad (8.4)$$

Для прикладу розглянемо які існують варіанти підмножин шкал та їх характеристики при  $n \leq 3$ . Можливі варіанти зведені в таблицю 8.1.

Таблиця 8.1

Підмножина шкал	$\mathcal{H}^3$			$\mathcal{H}^2$		$\mathcal{H}^1$
	$\mathcal{H}_3^3$	$\mathcal{H}_2^3$	$\mathcal{H}_1^3$	$\mathcal{H}_2^2$	$\mathcal{H}_1^2$	$\mathcal{H}_1^1$
Шкали, що входять в дану підмножину						
Ціна поділки (в квантах)	4	2	1	2	1	1
Діапазон перетворення (в квантах)	8	8	8	4	4	2
Число поділок на шкалі	1	3	7	1	3	1
Число розрядів ПДК	1	2	3	1	2	1

На рис. 8.1 наведені шкали даної таблиці (діапазони перетворення шкал вказані пунктиром вище верхньої поділки).

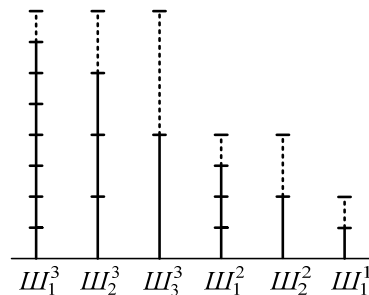


Рисунок 8.1 – Зображення шкал для  $n \leq 3$

З наведеного опису шкал, зрозуміло, що при відносно великому числі розрядів у ПДК (10...12) кількість варіантів використання шкал при перетворенні стає дуже великою. У зв'язку з цим доцільно ввести обмеження, за яким в набір шкал може входити лише одна шкала з кожної підмножини. Якщо додати обмеження, за яким кожна зі шкал, що входять в набір, може використовуватись лише один раз, то всі методи перетворення, що задовольняють цю вимогу, можна віднести до одного методу – *узагальненого методу зчитування*. Очевидно, що, не зважаючи на введення додаткового обмеження, існує достатньо велике число варіантів наборів шкал, а також структур АЦП, які відносять до цього узагальненого методу (можна довести, що всього їх  $2^n - 1$ ).

Окремими випадками цього методу є: класичний метод зчитування, за яким в набір входить лише одна шкала з підмножини  $\mathcal{H}^n$ , яка має  $2^n - 1$  поділок, тобто шкала  $\mathcal{H}_1^n$ , та класичний метод порозрядного кодування, за яким в набір входить по одній шкалі з усіх  $n$  підмножин і при цьому кожна зі шкал має тільки одну поділку, тобто, шкали  $\mathcal{H}_n^n, \mathcal{H}_{n-1}^{n-1}, \dots, \mathcal{H}_j^j, \dots, \mathcal{H}_1^1$ . Ці два

методи є граничними для узагальненого методу зчитування, для інших варіантів кількість шкал більша одиниці і менша  $n$ .

Другим варіантом додаткового обмеження є вимога використовувати в наборі тільки шкали з одною поділкою. При цьому шкала вироджується в еталон, що формує цю єдину поділку. Всі методи перетворення, що використовують набори шкал, які відповідають цьому обмеженню, відносять до *узагальненого методу підрахування*. Цей метод також має  $2^n - 1$  варіантів наборів шкал, і відповідно, варіантів алгоритмів роботи АЦП. Вони відрізняються числом та значенням еталонів, що використовуються. Крім того, узагальнений метод підрахування має ще один ступінь вільності – кожна зі шкал може бути використана багаторазово, що дозволяє варіювати число випадків використання кожної зі шкал в даному наборі.

Окремими випадками цього узагальненого методу є: класичний метод послідовності підрахування, за яким багаторазово використовується одна шкала  $Ш_1^1$ , та класичний метод порозрядного кодування, за яким в набір входить по одній шкалі з кожної підмножини, тобто,  $Ш_n^n, Ш_{n-1}^{n-1}, \dots, Ш_j^j, \dots, Ш_1^1$ , при цьому всі вони використовуються лише один раз.

Таким чином метод порозрядного кодування входить в обидва узагальнені методи, тобто є межею для узагальнених методу зчитування та методу підрахування, що відображено рис. 8.2, на якому наведені узагальнені відомості щодо розглянутих методів аналого-цифрового перетворення. Більшість відомих структур АЦП входить в один з описаних узагальнених методів. Структури АЦП можуть бути побудовані з колом зворотного зв'язку, або без нього. В АЦП першого варіанта відбувається порівняння вхідної величини та вихідного сигналу цифроаналогового перетворювача (ЦАП), ввімкненого в коло зворотного зв'язку. В АЦП другого варіанта вхідна величина, за допомогою одного або декількох пристроїв порівняння, порівнюється з набором еталонів, що їх виробляє АЦП. Результати порівняння слугують для отримання вихідного ПДК.

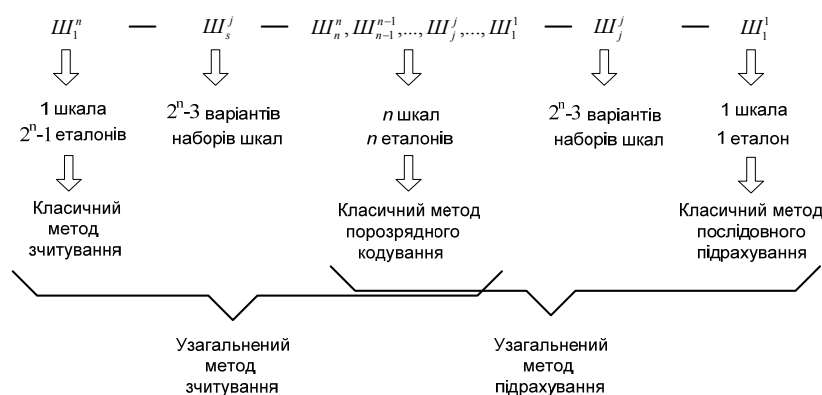


Рисунок 8.2 – Методи аналого-цифрового перетворення

### 8.1.3 Основні властивості методів перетворень

Узагальнений метод шкал передбачає використання деякого набору шкал, кількість яких  $l$  відповідає виразу [24]

$$1 \leq l \leq n, \quad (8.5)$$

тобто набір шкал містить будь-яку кількість, від одної до  $n$ .

Властивості *узагальненого методу зчитування*. Для виконання аналого-цифрового перетворення за цим методом в першу чергу необхідно визначити раціональний набір шкал. В загальному випадку індекси  $j$  та  $s$  у шкал можуть бути будь-якими, окрім найстаршої та наймолодшої шкал.

Індекс  $j$  у найстаршій шкалі повинен дорівнювати  $n$ , оскільки тільки в даному випадку виконується перетворення максимальної вхідної величини, що визначає рівняння

$$X_{\max} = 2^n q. \quad (8.6)$$

Для наймолодшої шкали індекс  $s$  повинен дорівнювати 1, оскільки лише за ціни поділки, що дорівнює кванту, виконуються вимоги до точності перетворення. При виборі індексів шкал, що розташовані між найстаршою та наймолодшою шкалами, для отримання раціонального набору необхідно виконувати вимогу, за якої діапазон виміру наступної молодшої шкали повинен дорівнювати ціні поділки попередньої старшої шкали

$$|Ш_{sm}^{jm}| = \Delta Ш_{sc}^{jc}. \quad (8.7)$$

З виразу (8.7) випливає, що  $j_m = s_c - 1$ , тобто індекс  $j$  наступної молодшої шкали повинен бути на 1 менший індексу  $s$  попередньої старшої шкали. В загальному випадку перетворення в АЦП, заснованих на даному методі, полягають у послідовному зчитуванні показників зі всіх шкал, починаючи з найстаршої. При цьому перетворення за допомогою будь-якої шкали закінчується формуванням визначеного числа розрядів вихідного ПДК.

Властивості *узагальненого методу підрахування*. При узагальненому методі *підрахування* використовують шкали, які мають одну поділку, тобто шкали виду  $Ш_j^j$ . Перетворення максимальної вхідної величини забезпечується багаторазовим використанням шкал. Кількість шкал даного методу також відповідає виразу (8.5) і обов'язково для забезпечення вимог точності перетворення в набір повинна входити наймолодша шкала  $Ш_1^1$ .

При узагальненому методі підрахування перетворення починається з послідовного підсумовування еталонів найстаршої шкали. Після кожного додавання еталона виконується порівняння суми еталонів з вхідною величиною. Операція підсумовування йде доти, доки сума еталонів не переви-

щить значення вхідної величини. Після цього починається, наприклад, віднімання еталонів наступної молодшої шкали доти, доки сума еталонів не стане меншою за значення вхідної величини. Після цього починається знову підсумовування еталонів наступної шкали і так далі. Перетворення закінчується після того, як буде використана наймолодша шкала.

З наведеного опису процесу перетворення бачимо, що його реалізація в загальному вигляді доволі складна. Винятком є класичний метод послідовного *підрахування*, оскільки він передбачає підсумовування мінімальних еталонів-квантів, за рахунок чого перетворення закінчується при перевищенні суми еталонів вхідної величини. Отже, з цієї причини практично використовують тільки АЦП класичного методу послідовного *підрахування*.

#### 8.1.4 Алгоритмічний опис процесу перетворення

Для опису процесу аналого-цифрового перетворення найбільш зручно використати апарат логічних схем алгоритмів (ЛСА) [24]. При використанні ЛСА процес АЦП розбивається на окремі операції, позначені *операторами*.

В апараті ЛСА для аналого-цифрового перетворення необхідні такі типи операторів: *арифметичний*, який, в узагальненій формі, означає виконання обчислень за заданою формулою; *логічний*, який виконує передачу управління одному з двох завчасно відомих операторів, залежно від виконання заданих умов (оператор умовного переходу); *аналоговий* (спеціальний оператор). До аналогових операторів відносять оператори, які позначають подачу та зняття аналогової величини на АЦП, а також підсумовування, віднімання та порівняння аналогових величин.

Алгоритмічний опис процесу перетворення починається з формування правил перетворення, тобто алгоритм є розпорядженнями, які визначають склад і послідовність операцій, що перетворюють початкову аналогову величину в шукану цифрову.

Послідовність операцій для узагальненого методу зчитування можна побудувати таким чином.

1. Оператор  $X$ . Операція означає, що з входу АЦП знята раніше подана вхідна величина і знову подана на вхід величина  $x_i$ .

2. Оператори  $\Sigma_0$  та  $K_0$ . Встановити в початковий стан всі вузли АЦП. При цьому необхідно встановити в нульовий стан суму еталонних величин, що врівноважують вхідну величину і надати змінній  $k$  (номер шкали з набору) значення, що дорівнює нулю.

Номери шкал в наборі зростають від 1 до  $l$  з переходом від «старших» шкал до «молодших». Після виконання перших двох операцій АЦП підготовлений до виконання перетворень. Власне процес перетворень має циклічний (ітеративний) характер, кожний цикл пов'язаний з використанням однієї шкали з набору. Отже, процес перетворення в узагальненому методі зчитування складається з  $l$  циклів.

3. Оператор  $K$ . Збільшити на одиницю номер шкали  $k$ . Це означає, що при виконанні чергового циклу перетворення буде використана нова наступна шкала з набору.

З оператора  $K$  починається кожний цикл перетворення, і в першому циклі  $k=1$ , в другому  $k=2$  і т. д.

4. Оператор  $\Phi_c$ . Сформувати вхідну величину для даного циклу перетворення.

При виконанні оператора  $\Phi_c$  можливі два варіанти, що різняться методами поєднання результатів перетворення в двох сусідніх циклах. Будемо називати їх методом віднімання та методом додавання. За методом віднімання з початкової вхідної аналогової величини віднімається сума еталонів, що була використана в попередніх циклах перетворення. За методом додавання початкова вхідна аналогова величина залишається незмінною.

5. Оператор  $\Phi_e$ . Сформувати еталонні напруги, що відповідають поділкам шкали, яка використовується в даному циклі перетворення.

При виконанні оператора  $\Phi_e$  також можливі два варіанти – метод віднімання та метод додавання.

За методом віднімання оператор  $\Phi_e$  означає подачу еталонних напруг на вхід схем порівняння, що виконують перетворення в даному циклі.

За методом додавання оператор  $\Phi_e$  означає підсумовування напруги, пропорційної сумі еталонів, використаних для врівноваження вхідної величини в попередніх циклах, з еталонами даної шкали (отримуємо набірні еталони) та подачу отриманих напруг на вхід схем порівняння.

Таким чином, якщо оператор  $\Phi_c$  виконується за методом віднімання, то при цьому повинно виконуватись віднімання суми еталонів, використаних при врівноваженні з початковою вхідною величиною, отже, вхідна величина для кожного з циклів перетворення буде іншою.

Якщо оператор  $\Phi_c$  виконується за методом додавання, то в усіх циклах перетворення буде початкова вхідна величина, але й оператор  $\Phi_e$  також повинен виконуватись за методом додавання, що веде до побудови набірної шкали в кожному циклі перетворення, починаючи з другого.

Порівняння методів віднімання та додавання з принципів позицій доводить, що вони рівноцінні, оскільки в обох випадках необхідно виконувати операції з аналоговими величинами. Таким чином, вибір методу виконання операторів  $\Phi_e$  та  $\Phi_c$  в кожному конкретному випадку потрібно обирати за кількістю апаратних витрат або зручністю технічної реалізації.

6. Оператор  $S$ . Порівняти значення вхідної аналогової величини зі значеннями еталонів, що формують шкалу в даному циклі перетворення. При виконанні даного оператора кожний з пристроїв порівняння визначає відношення між вхідною аналоговою величиною та еталонними напругами. Вхідна аналогова величина може бути більша, менша або дорівнювати еталону.

7. Оператор  $R$ . Якщо вхідна величина більша, або дорівнює еталону, на виході пристрою порівняння рівень логічної «1», якщо меншою – рівень логічного «0». Зафіксувати отриманий на виході пристроїв порівняння одиничний код.

8. Оператор  $\Phi_{\text{пар}}$ . Перетворити зафіксований одиничний код в позиційний двійковий код.

9. Оператор  $P_k$ . Порівняти значення номера  $k$  з  $l$ . Якщо  $k < l$ , то виконується перехід до п. 3 алгоритму, якщо  $k = l$ , то виконується перехід до п. 10 алгоритму. Дана операція є операцією безумовного переходу.

10. Оператор  $E$ . Виконується відлік коду з виходу перетворювача.

Для запису логічної схеми алгоритму узагальненого метода зчитування використовуються нижченаведені види операторів.

*Арифметичні оператори:*

$K_0$  – обнуління номера  $k$ ;

$K$  – збільшення номера  $k$  на одиницю;

$R$  – фіксація одиничного коду;

$\Phi_{\text{пар}}$  – перетворення паралельного одиничного коду у двійковий код;

$E$  – відлік коду з виходу перетворювача.

*Логічний оператор*

$P_k$  – порівняння значення номера  $k$  з числом шкал в наборі  $l$ .

*Аналогові оператори:*

$X$  – подання вхідної аналогової величини (вхідного сигналу)  $x_i$ .

$\Sigma_0$  – обнуління суми еталонів, що врівноважують вхідний сигнал.

$\Phi_e$  – формування еталонних величин даної шкали.

$\Phi_c$  – формування вхідного сигналу даного циклу (даної шкали).

$C$  – порівняння вхідної величини з еталонами.

Прийнято, що дії, які відповідають операторам, виконуються послідовно зліва направо відповідно до запису ЛСА. Виняток – логічні оператори, після виконання яких є два шляхи виконання алгоритму, якщо  $k < l$  за стрілкою, а якщо  $k = l$ , то звичайний. Згідно з цими правилами запис ЛСА для АЦП за узагальненим методом зчитування має вигляд

$$X\Sigma_0 K_0 \downarrow^1 K\Phi_c\Phi_e CR\Phi_{\text{пар}}P_k \uparrow^1 E. \quad (8.8)$$

Для окремого випадку узагальненого методу зчитування – класичного методу зчитування – набір шкал складається лише з однієї шкали, і перетворення виконується за один цикл, тому запис ЛСА (8.8) набуде вигляду

$$X\Sigma_0\Phi_e CR\Phi_{\text{пар}}E. \quad (8.9)$$

Для другого окремого випадку – класичного методу порозрядного кодування – немає необхідності в операторі  $\Phi_{\text{пар}}$ , оскільки в кожному циклі

використовується шкала з одним еталоном, що дає лише один розряд одиничного коду, який збігається з ПДК, тому запис ЛСА (8.8) набуде вигляду

$$X\Sigma_0 K_0 \downarrow^1 K\Phi_c\Phi_e CRP_k \uparrow^1 E. \quad (8.10)$$

Перейдемо до опису ЛСА для класичного *методу послідовного підрахування*.

1. Оператор  $X$ . Операція означає, що з входу АЦП знята раніше подана вхідна величина і знову подана на вхід величина  $x_i$ .

2. Оператори  $\Sigma_0$  та  $I_0$ . Встановити в початковий стан всі вузли АЦП. При цьому необхідно встановити в нульовий стан суму еталоонних величин, що врівноважують вхідну величину (отриманий ПДК) і надати індексу (змінній)  $i$ , що означає число еталоонів (квантів), використаних при врівноваженні значення, значення нуль.

Після виконання перших двох операцій процес перетворень має ітеративний характер, і кожна ітерація пов'язана з додаванням до суми еталоонів одного еталоону, що дорівнює кванту.

3. Оператор  $I$ . Збільшити індекс  $i$  на одиницю. Даним пунктом починається ітерація, що містить пп. 3–8.

4. Оператор  $S$ . Додати одиницю молодшого розряду раніше отриманому ПДК (операція виконується двійковим лічильником).

5. Оператор  $P$ . Перетворити нове значення ПДК у відповідну йому аналогову величину.

6. Оператор  $C$ . Порівняти нове значення аналогової величини з вхідною величиною.

7. Оператор  $P_i$ . Виконується операція безумовного переходу. Якщо сформована аналогова величина більша, або дорівнює вхідній, то перетворення закінчено і виконується п. 8, якщо сформована аналогова величина менша вхідної, то виконується перехід до п. 3.

8. Оператор  $E$ . Відлік коду з виходу АЦП.

Отже, запис ЛСА для АЦП за класичного методу послідовного підрахування

$$X\Sigma_0 I_0 \downarrow^1 ISIPCP_i \uparrow^1 E. \quad (8.11)$$

Для запису логічної схеми алгоритму класичного методу послідовного підрахування використовуються такі оператори.

*Арифметичні:*

$I_0$  – обнуління індексу  $i$ ;

$I$  – збільшення індексу  $i$  на одиницю;

$S$  – збільшення молодшого розряду раніше отриманого ПДК на одиницю;



$E$  – відлік коду з виходу перетворювача.

*Логічний*

$P_i$  – оператор безумовного переходу.

*Аналогові:*

$X$  – подання вхідної аналогової величини (вхідного сигналу)  $x_i$ .

$\Sigma_0$  – обнуління суми еталонів (ПДК), що врівноважують вхідний сигнал.

$\Pi$  – перетворення ПДК в аналогову величину.

$C$  – порівняння вхідної аналогової величини з отриманою аналоговою величиною.

### 8.1.5 Перетворювачі напруги в код

Перетворювачі напруги в код (ПНК) мають найбільше розповсюдження серед усіх видів АЦП, в багатьох випадках під даним терміном розуміють саме ПНК [24].

*Перетворювач напруги в код за класичним методом послідовного підрахування.* Як видно з ЛСА послідовного підрахування, за класичного виконання цього методу потрібен лише один еталон, що дорівнює кванту, причому цей еталон використовується багатократно при врівноваженні вхідної аналогової величини. Структурно-функціональна схема одного з варіантів такого ПНК наведена на рис. 8.3. Імпульс початку циклу перетворення (імпульс запуску) виконує обнуління двійкового лічильника  $CT2$  і встановлює тригер  $T$  в стан логічної «1», який дозволяє проходження тактових сигналів генератора  $G$  через схему  $I$  на вхід «+1» двійкового лічильника  $CT2$ . З кожним тактовим імпульсом двійковий лічильник  $CT2$  буде збільшувати на одиницю свій стан. Оскільки всі виходи (розряди) лічильника  $CT2$  з'єднані з перетворювачем код–напруга (ПКН), то напруга на виході останнього буде збільшуватися за кожним тактовим імпульсом на мінімальний еталон, що дорівнює кванту.

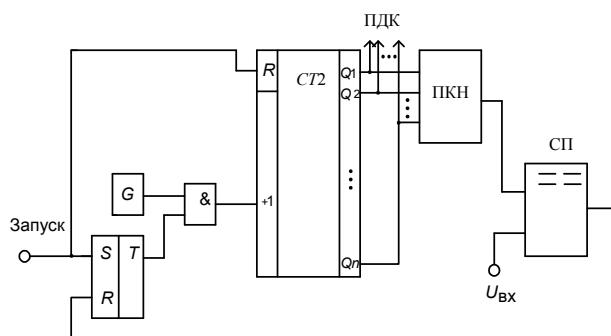


Рисунок 8.3 – ПНК за класичним методом послідовного підрахування

Як тільки напруга на виході ПКН зрівняється або перевищить вхідну аналогову величину  $U_{вх}$ , спрацює схема порівняння (СП), яка встановить тригер  $T$  в стан логічного «0» і заборонить проходження сигналів генера-

тора  $G$  на вхід лічильника  $CT2$ . При цьому ПДК на виходах лічильника буде відповідати вхідній напрузі.

Як СП можна використати диференціальний операційний підсилювач, що працює в режимі компаратора без зворотного негативного зв'язку [23]. Навпаки, для даного режиму роботи підсилювача часто запроваджують режим роботи з позитивним зворотним зв'язком для підвищення швидкості спрацьовування.

Подібний принцип врівноваження вхідної напруги напругою з перетворювача код–напруга можна використати для побудови ПНК за класичним методом порозрядного кодування. В даному випадку замість двійкового лічильника  $CT2$  використовується зсувний регістр  $RG$  [24].

Перетворювач напруги в код за класичним методом зчитування (рис. 8.4) [24].

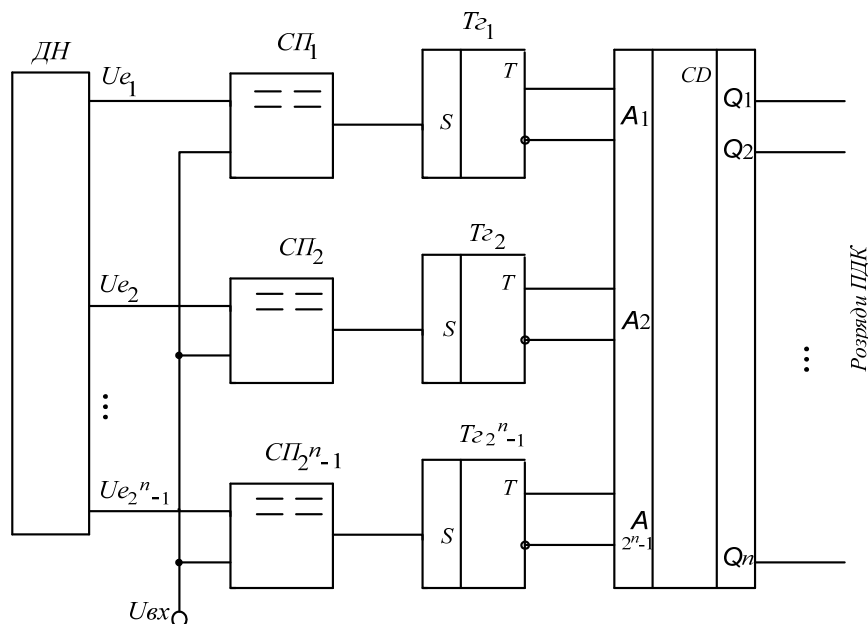


Рисунок 8.4 – ПНК за класичним методом зчитування

Для реалізації ПНК за класичного методу зчитування необхідно створити сітку дозволених рівнів, які містить  $2^n-1$  рівнів, що реалізується за допомогою  $2^n-1$  опорних напруг, які виробляються дільниками напруги (ДН). Як дільники напруги можна застосувати ланцюг резисторів з необхідними опорами. Кожна з опорних напруг надходить на перші входи  $2^n-1$  схем порівняння, а на всі другі входи даних схем подана вхідна напруга  $U_{вх}$ . Залежно від значення вхідної напруги спрацьовує відповідна частина схем порівняння, при цьому на їх виходах з'явиться паралельний одиничний код. Цей код фіксується тригерами  $Tz1 \dots Tz2^n-1$ , для запобігання явища «гонок», і перетворюється шифратором  $CD$  в  $n$ -розрядний ПДК.

ПНК класичного методу зчитування, або просто ПНК зчитування найрозповсюдженіший завдяки найбільшій швидкодії. При кожному перетворенні виконуються лише три операції: спрацьовування схем порівняння, спрацьовування тригерів та перетворення одиничного коду в ПДК. Суттєвим недоліком даних ПНК є велика кількість апаратури: необхідно  $2^n - 1$  джерел опорної напруги, схем порівняння і тригерів. Зараз в зв'язку з успіхами інтегральної технології ПНК зчитування застосовують за числом розрядів 6...8, тобто коли необхідно 63...255 схем порівняння, тригерів та джерел опорної напруги. Крім того, даний ПНК широко використовується як вузол (каскад) найсучаснішого та найперспективнішого типу ПНК, так званого послідовно-паралельного ПНК, який належить до АЦП узагальненого методу зчитування.

*Послідовно-паралельні перетворювачі напруги в код.* Даний тип перетворювачів, в подальшому ППНК, виконується у вигляді  $N$  каскадів (практично не більше трьох), кожний з яких побудований за класичним методом зчитування.

Назва ППНК пояснюється тим, що кожний з каскадів побудований у вигляді паралельних схем порівняння, а між собою каскади з'єднані послідовно. Очевидно, що ППНК є найбільш загальним прикладом АЦП, побудованих за узагальненим методом зчитування (див. пп. 8.1.2, 8.1.4), і всі міркування стосовно алгоритмів, що описують процеси перетворення в даних АЦП, безпосередньо розповсюджуються на ППНК [24].

Як вже зазначалося, кожний каскад ППНК – це паралельне з'єднання  $2^S - 1$  схем порівняння, де  $S$  – число розрядів ПДК, що їх виробляє даний каскад.

Крім того, з виходу каскаду зазвичай виходить  $E_i$  – напруга, що відповідає отриманим розрядам ПДК, яку формує перетворювач код–напруга.

Отримані з даного каскаду розряди ПДК входять в загальний вихідний код ППНК, а напруга  $E_i$  використовується при роботі наступних каскадів (в останньому каскаді немає потреби у формуванні  $E_i$ ).

Формування визначеного числа розрядів в кожному каскаді виконується ПНК класичного методу зчитування. Формування напруги  $E_i$  виконується ПКН.

Оскільки поняття «каскад» повністю адекватне терміну «шкала», що використовується в п. 8.1.4 для пояснення узагальненого методу зчитування, то на ППНК розповсюджуються два методи формування вхідних сигналів і еталонних напруг, тобто методи додавання та віднімання.

Структурна схема ППНК за методом додавання при формуванні вхідних сигналів і еталонних напруг наведена на рис. 8.5.

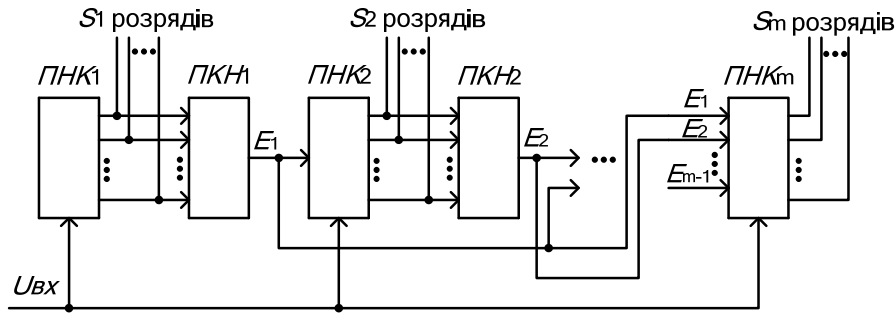


Рисунок 8.5 – Структурна схема ППНК за методом додавання

Тільки перетворювач напруга–код першого каскаду, тобто  $ПНК_1$  повністю відповідає структурній схемі класичного методу зчитування, що наведена на рис. 8.4.

Всі інші перетворювачі хоча і є ПНК класичного методу зчитування, але відрізняються від вищезгаданої формуванням еталонних напруг, оскільки для отримання еталонних напруг кожного наступного каскаду ППНК необхідно збільшити сітку  $2^S - 1$  напруг на суму напруг  $E_i$  всіх попередніх каскадів. Таким чином дані ПНК, крім дільника напруги, повинні містити суматори  $SM$  з необхідною кількістю входів. Вхідний сигнал для всіх  $ПНК_j$  залишається незмінним і дорівнює  $U_{вх}$ .

Структурна схема формування еталонних напруг таких ПНК наведена на рис. 8.6.

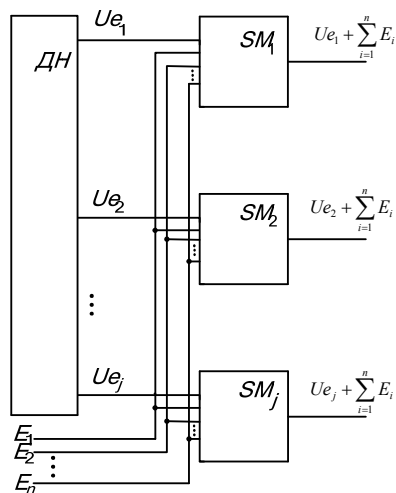


Рисунок 8.6 – Схема формування еталонних напруг

Кількість суматорів  $SM_j$ , як і кількість виходів дільника напруг  $ДН$ , залежить від числа розрядів ПДК  $S$ , що їх формує відповідний каскад, і дорівнює  $2^S - 1$ . Кількість входів кожного суматора  $SM_j$  на одиницю більша числа попередніх каскадів.

Структурна схема ППНК за методом віднімання при формуванні вхідних сигналів і еталонних напруг наведена на рис. 8.7.

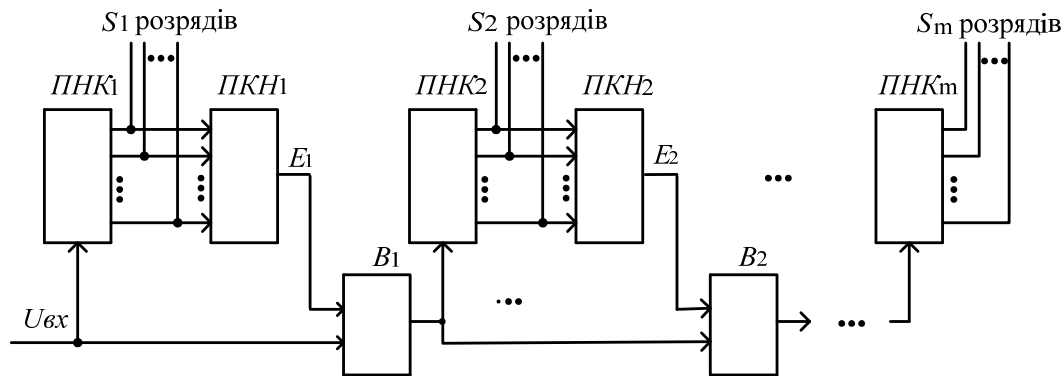


Рисунок 8.7 – Структурна схема ППНК за методом віднімання

ПНК всіх каскадів даного ППНК повністю відповідає структурній схемі класичного методу зчитування. Відмінність даного перетворювача полягає в формуванні вхідного сигналу для кожного каскаду. Отже, для першого каскаду вхідний сигнал дорівнює вхідному сигналу ППНК  $U_{вх}$ . Для другого каскаду вхідний сигнал зменшується на величину  $E_1$  і так далі. В загальному випадку вхідний сигнал для  $j$ -го каскаду зменшується на величину суми означених величин попередніх каскадів. Дана операція виконується схемою віднімання  $B$ , яку можна виконати на основі операційного підсилювача (див. п. 7.1.5).

В структурних схемах ППНК, а також в структурній схемі ПНК класичного методу зчитування не наведена частка схеми, наприклад, що виконує операцію обнуління перетворювачів згідно з п. 2 ЛСА (п. 8.1.4). Дану операцію легко виконати, подавши відповідний сигнал на входи обнуління  $R$  фіксувальних тригерів  $T_2$ , що входять до складу ПНК.

## 8.2 Цифроаналогові перетворювачі

Цифроаналогове перетворення полягає в підсумовуванні еталонів, відповідних розрядам ПДК, що надходять на вхід цифроаналогового перетворювача (ЦАП) [24].

Розрізняють два методи ЦАП, які відрізняються за видом еталонів, що беруть участь в підсумовуванні:

- метод підсумовування одиничних аналогових величин (квантів);
- метод підсумовування з урахуванням ваги розрядів.

В першому випадку на вхід ЦАП надходить послідовний одиничний код, в другому – використовуються еталони з номерами (величинами), що дорівнюють  $2^i$ , де  $i=1, 2, \dots, n$ ; і на вхід ЦАП надходить ПДК. В останньому випадку еталони мають значення відповідне розряду ПДК і в підсумо-

уванні беруть участь еталони, для яких у відповідних розрядах ПДК стоїть логічна «1».

Перетворювачі двійкового коду в напругу (ПКН) найбільш розповсюджені серед усіх видів ЦАП, в багатьох випадках під даним терміном розуміють саме ПКН. Реалізувати ПКН дуже просто на суматорах, що побудовані на основі операційних підсилювачів (див. підрозділ 7.1), застосовуючи для отримання складової еталонної напруги необхідний коефіцієнт передачі у відповідному колі операційного підсилювача.

### 8.3 Гібридні обчислювальні пристрої

До найбільш розповсюджених гібридних обчислювальних пристроїв відносять: гібридні обчислювальні пристрої з дискретно керованими параметрами; розрядно-аналогові обчислювальні пристрої; цифрові інтегральні машини [24].

#### 8.3.1 Пристрої з дискретно керованими параметрами

В основу побудови ГОП-ДКП покладені елементи з дискретно керованими параметрами. Як ДКП можуть бути опори або провідності резисторів, напруга постійного струму, частота та інші. Найбільш розповсюдженими є резистори з ДКП-операми, тобто побудовані на їх основі дискретно керовані ділянки напруги [24].

В загальному випадку будь-який з вирішувальних елементів або вузлів з ДКП можна подати як перетворювач (Пр) з одної форми подання інформації в іншу:  $Pr(N \rightarrow S)$  – з цифрової форми в неперервну,  $Pr(S \rightarrow N)$  – з неперервної форми в цифрову. Лінійні та функціональні перетворювачі обох типів спільно з типовими елементами АОМ і ЦОМ дозволяють виконувати різні математичні операції над змішаними (аналоговими та цифровими) величинами.

Як приклад розглянемо розповсюджений лінійний цифроаналоговий перетворювач код–опір. Перетворювач код–опір  $Pr(N \rightarrow R)$  можна побудувати за допомогою резисторів з дискретно керованими лінійними опорами. Схема, що пояснює роботу даного перетворювача, наведена на рис. 8.8, а.

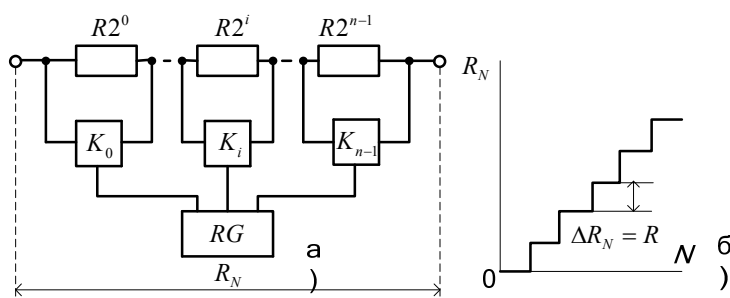


Рисунок 8.8 – Перетворення код–опір

Дискретно керований параметр – опір  $R_N$  – є набором двійково-зважених еталонних резисторів  $R_i = R2^i$ , що комутуються ключовими елементами  $K_i$ , якими керує двійковий лічильник або регістр  $RG$ . Якщо в  $i$ -му розряді регістра записана «логічна 1», то відповідний ключовий елемент розімкнений і еталонний опір  $i$ -го розряду входить в загальну суму опорів. Функціональна характеристика такої схеми

$$R_N = R \sum_{i=0}^{n-1} a_i 2^i = RN, \quad (8.12)$$

де  $N$  – поточне значення коду;  $n$  – число двійкових розрядів;  $a_i=0$  при замкненому і  $a_i=1$  при розімкненому ключі  $K_i$ .

Таким чином, дискретно керований опір може приймати значення від нуля до максимального з кроком  $R$  (рис. 8.8, б)

$$R_{\max} = R(2^n - 1) = RN_{\max}.$$

Аналогічно можна побудувати інші перетворювачі, наприклад код–провідність або код–напряга і т. д.

### 8.3.2 Розрядно-аналогові обчислювальні пристрої (РАОП)

Характерні риси РАОП: аналоговий спосіб переробки інформації і цифрова (розрядна) форма її подання. Це забезпечує високу точність і швидкодію обчислень. Для аналізу і синтезу РАОП використовується спеціальний математичний апарат (умовно – розрядне віднімання), який заснований на тому, що математичні операції щодо чисел замінюються операціями над розрядними векторами і матрицями [24, 25].

*Розрядний вектор* – вектор, компонентами якого є розряди зображеного числа

$$\checkmark = \left[ \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|} \hline x^n & x^{n-1} & \dots & x^1 & x^0 & x^{-1} & x^{-2} & \dots & x^{-m} \\ \hline \end{array} \right] \quad (8.13)$$

де  $x^k$  – розряди числа  $x$  (жирна риска відповідає місцю коми).

*Пряме перетворення* – це операція отримання розрядного вектора відповідного числа  $x$

$$\checkmark = P(x).$$

*Обернене перетворення* – це операція отримання з розрядного вектора відповідного числа  $x$

$$x = P^{-1}(\checkmark),$$

де  $P$  та  $P^{-1}$  – оператори прямого перетворення числа у вектор і оберненого перетворення вектора у число.

*Розрядна матриця*, що відповідає числу  $x$ , – це матриця, складена з розрядних векторів

$$\overset{\nabla}{X} = \begin{array}{|c|c|c|} \hline \overset{\nabla}{X} & & \\ \hline & \overset{\nabla}{X} & \\ \hline & & \overset{\nabla}{X} \\ \hline \end{array} .$$

Наприклад, числу  $x=21,3$  відповідає розрядний вектор

$$\overset{\nabla}{X} = \begin{array}{|c|} \hline 2 \\ \hline 1 \\ \hline 3 \\ \hline \end{array}$$

і розрядна матриця

$$\overset{\nabla}{X} = \begin{array}{|c|c|c|} \hline 2 & & \\ \hline 1 & 2 & \\ \hline 3 & 1 & 2 \\ \hline & 3 & 1 \\ \hline & & 3 \\ \hline \end{array} .$$

Перехід від числа  $x$  до розрядної матриці і навпаки записується відповідно

$$\overset{\nabla}{X} = M(x); \quad x = M^{-1}(\overset{\nabla}{X}).$$

### 8.3.3 Цифрові інтегровальні машини

В ЦІМ, що є сукупністю цифрових інтеграторів, використовується цифрова форма подання змінних, але структурний спосіб реалізації алгоритмів. Цифрові інтегратори при розв'язанні задачі з'єднуються за схемою так, як у АОМ [24].

В межах структури цифрового інтегратора математичні величини, як і в арифметичній ЦОМ, подаються повнорозрядними числами. Але при обчисленнях на ЦІМ інформація передається тільки у вигляді однорозрядних та багаторозрядних приростів, що дозволяє значно прискорити обчислювальний процес.

В ЦІМ як основна елементарна математична операція використовується інтегрування (у звичайних ЦОМ основна операція – підсумовування).



Це дає можливість достатньо просто реалізовувати різні функціональні залежності. Наприклад, обчислення функції  $y=e^x$  можна звести до розв'язання диференціального рівняння  $dy/dx=y$  при  $y(x_0)=y_0$ . Оскільки

$$y = \int_{x_0}^x y dx + y_0,$$

то для обчислення функції потрібен один цифровий інтегратор. Основне призначення ЦІМ – розв'язання диференціальних рівнянь, реалізація функціональних залежностей і алгоритмів управління рухомими об'єктами.

В цифрових інтеграторах реалізується один з чисельних методів інтегрування. Нехай потрібно обчислити інтеграл

$$Z = \int_{x_0}^x y(x) dx. \quad (8.14)$$

При інтегруванні, наприклад, методом Ейлера приблизне значення інтеграла  $z_n$  можна отримати у вигляді суми площ елементарних прямокутників (рис. 8.9)

$$z_n = \sum_{k=0}^{n-1} y_k \Delta x_k, \quad (8.15)$$

де  $\Delta x_k = x_{k+1} - x_k$  – приріст аргументу;  $n$  – число ділянок розбиття аргументу.

При  $\Delta x_k = \Delta x = \text{const}$

$$z_n = \Delta x \sum_{k=0}^{n-1} y_k. \quad (8.16)$$

З рис. 8.9 випливає, що поточне значення підінтегральної функції і приріст інтеграла на  $k$ -му кроці визначаються, відповідно, за формулами:

$$y_k = y_{k-1} + \Delta y_{k-1}; \quad \Delta z_k = y_k \Delta x, \quad (8.17)$$

де  $\Delta y_{k-1}$  – приріст інтегрованої функції.

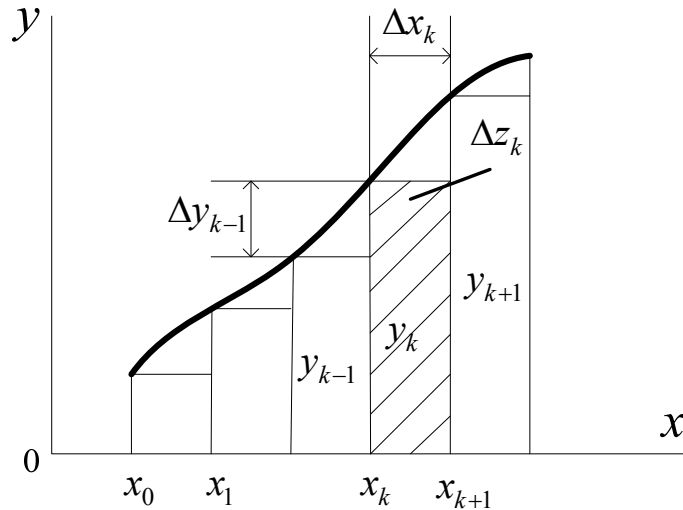


Рисунок 8.9 – Приблизне інтегрування за методом Ейлера

З (8.16), враховуючи (8.17), випливає, що приблизне значення інтеграла дорівнює

$$z_n = \sum_{k=0}^{n-1} \Delta z_k = z_{n-1} + \Delta z_{n-1}. \quad (8.18)$$

Прирости  $\Delta x$ ,  $\Delta y$ ,  $\Delta z$ , які є першими різницями відповідних величин в цифровому інтеграторі, подаються не у формі повнорозрядних чисел, а у вигляді округлених (квантованих). Наприклад, приріст величини  $x$  на  $k$ -му кроці обчислень

$$\overline{\Delta x_k} = \Delta x_k - r_k,$$

де  $r_k$  – залишок після округлення.

Алгоритм роботи цифрового інтегратора за методом Ейлера можна записати у вигляді

$$y_k = y_{k-1} + \overline{\Delta y_{k-1}}; \quad (8.19)$$

$$\Delta z_k = y_k \overline{\Delta x_k}; \quad (8.20)$$

$$\overline{\Delta z_k} = \lfloor y_k \overline{\Delta x_k} + r_{k-1} \rfloor - r_k. \quad (8.21)$$

Таким чином, на кожному кроці обчислень (при переході від  $k$ -ої точки до  $(k+1)$ -ої) виконуються такі операції:

а) обчислюється поточне значення функції згідно з (8.19);

б) визначається повнорозрядний приріст інтеграла згідно з (8.20);  
в) формується округлений приріст інтеграла і залишок згідно з (8.21).  
При цьому отриманий повнорозрядний приріст алгебраїчно підсумовується до залишку округлення на попередньому кроці обчислень.

### **Контрольні запитання та завдання**

1. В чому полягає принцип аналого-цифрового перетворення?
2. Які є три класичні методи аналого-цифрових перетворень?
3. В чому полягає узагальнений метод шкал?
4. Основні терміни, пов'язані з поняттям шкали.
5. Які властивості узагальненого методу зчитування?
6. Які властивості узагальненого методу підрахування?
7. З чого починається алгоритмічний опис процесу перетворення?
8. Які аналого-цифрові перетворювачі мають найбільше розповсюдження?
9. В чому полягає цифроаналогове перетворення?
10. Основи побудови гібридних обчислювальних пристроїв з дискретно-керованими параметрами.
11. Що таке розрядно-аналогові обчислювальні пристрої?
12. Основна відмінність цифрових інтегрувальних машин?

## Література

1. Жеребцов И. П. Основы электроники / И. П. Жеребцов. – [5-е изд., перераб. и доп.]. – Л. : Энергоатомиздат, 1990. – 352 с.
2. Гершунский Б. С. Основы электроники и микроэлектроники : учебник / Б. С. Гершунский – [4-е изд., перераб. и доп.]. – К. : Вища школа, 1989. – 423 с.
3. Ефимов И. Е. Микроэлектроника: физ. и технол. основы, надежность : учеб. пособие / Ефимов И. Е., Козырь И. Я., Горбунов Ю. И. – [2-е изд., перераб. и доп.]. – М. : Высш. шк., 1986. – 463 с.
4. Дорощенко Г. Д. Радіокомпоненти та мікроелектронна технологія : навч. пос. / Дорощенко Г. Д., Колесницький О. К., Тужанський С. Є. – Вінниця : ВНТУ, 2006. – 145 с.
5. Анисимов Б. В. Аналоговые и гибридные ЭВМ / Анисимов Б. В., Голубкин В. Н., Петраков С. В. – М. : Высшая школа, 1986. – 288 с.
6. Колесницький О. К. Радіокомпоненти : лабораторний практикум / Колесницький О. К., Дорощенко Г. Д., Тужанський С. Є. – Вінниця : ВНТУ, 2005. – 82 с.
7. Партала О. Н. Радиоконпоненты и материалы : справочник / Партала О. Н. – К. : Радиоаматор, М. : КУБК-а, 1998. – 720 с.
8. Справочная книга радиолюбителя-конструктора /А. А. Бокуняев и др. ; под ред. А. И. Чистякова – М. : Радио и связь, 1990. – 624 с.
9. Бахметьев А. А. Маркировка электронных компонентов / А. А. Бахметьев. – М. : «Додэка», 1999. – 160 с.
10. Васюра А. С. Електромагнітні елементи та пристрої систем управління і автоматики, ч.1. Електромагнітні елементи аналогових пристроїв : навч. пос. / А. С. Васюра. – Вінниця : ВДТУ, 2000. – 146 с.
11. Варламов В. Г. Малогабаритные источники тока : справочник / В. Г. Варламов, В. Р. Варламов. – М. : Радио и связь, 1988. – 79 с.
12. Деордиев С. С. Аккумуляторы и уход за ними / С. С. Деордиев. – К. : Техніка, 1985. – 136 с.
13. Олійник Д. К. Твердотільний електрохімічний перетворювач теплоти в електроенергію / Д. К. Олійник // Електроінформ. – 2003. – № 4. – С. 28.
14. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский – [3-е изд., перераб. и доп.]. – М. : Сов. радио, 1977. – 608 с.
15. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники / Л. А. Бессонов – М. : Высшая школа, 1978. – 529 с.
16. Скаржепа В. А. Электроника и микросхемотехника : учебник – Ч. 1. / В. А. Скаржепа, А. Н. Луценко – К. : Вища школа, 1989. – 432 с.
17. Фізичні основи електронної техніки : підручник / [З. Ю. Готра, І. Є. Лопатинський, Б. А. Лукіянець та ін.]. – Львів : Видавництво «Бескид Біт», 2004. – 880 с.

18. Павлов С. М. Основи мікроелектроніки : навч. пос. / С. М. Павлов – Вінниця : ВНТУ, 2010. – 224 с.
19. Схемотехніка сучасного приладобудування. Ч. 3. Оптичні сенсори : навч. пос. / [В. П. Кожем'яко, З. Ю. Готра, С. В. Павлов та ін.]. – Вінниця : ВДТУ, 2002. – 164 с.
20. Васюра А. С. Елементи та пристрої систем управління і автоматики : навч. пос. / А. С. Васюра. – Вінниця : ВДТУ, 1999. – 157 с.
21. Епифанов Г. И. Физические основы микроэлектроники / Епифанов Г. И. – М. : Советское радио, 1971. – 374 с.
22. Павлов С. М. Схемотехніка. Ч.2. Аналогова техніка : навч. пос. / Павлов С. М., Рудик А. В., Возняк О. М. – Вінниця : ВДТУ, 2001. – 144 с.
23. Соклоф С. Аналоговые интегральные микросхемы / С. Соклоф – М. : Мир, 1998. – 380 с.
24. Гитис Э. И. Аналого-цифровые преобразователи : учебн. пос. для вузов / Э. И. Гитис, Е. А. Пискунов. – М. : Энергоиздат, 1981. – 360 с.
25. Пухов Г. Е. Розрядно-аналоговые вычислительные системы / Пухов Г. Е., Евдокимов В. Ф., Синьков М. В. – М. : Сов. радио, 1978. – 255 с.

*Навчальне видання*

**Васюра Анатолій Степанович  
Дорощенко Геннадій Дмитрович  
Кожем'яко Володимир Прокопович  
Лисенко Геннадій Леонідович**

## **ОСНОВИ ЕЛЕКТРОНІКИ**

Навчальний посібник

Рукопис оформлено Г. Дорощенковим

Редактор В. Дружиніна

Оригінал-макет виготовлено О. Ткачуком

Підписано до друку 02.03.2018  
Формат 29,7×42¼. Папір офсетний.  
Гарнітура Times New Roman.  
Друк різнографічний. Ум. друк. арк. 11,33.  
Наклад 50 (1-й запуск 1-20) пр. Зам. № 2018-052.

Видавець та виготовлювач  
інформаційний редакційно-видавничий центр.  
ВНТУ, ГНК, к. 114.  
Хмельницьке шосе, 95,  
м. Вінниця, 21021.  
Тел. (0432) 65-18-06.  
**press.vntu.edu.ua;**  
*E-mail:* kivc.vntu@gmail.com.

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи  
серія ДК № 3516 від 01.07.2009 р.