

Міністерство освіти та науки України
Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова

Кафедра комп'ютерно-інтегрованих технологічних процесів
та виробництва

І.П. Панфілов, М.П. Савицька, Ю.В. Флейта

КОМПОНЕНТНА БАЗА РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ

Навчальний посібник

Модуль 2

ЗАТВЕРЖЕНО
Радою навчально-наукового
інституту радіо, телебачення,
електроніки.
Протокол № від 2013 р.

Панфілов І.П. Компонентна база радіоелектронної апаратури: навч. посіб.; модуль 2 / Панфілов І.П., Савицька М.П., Флейта Ю.В. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2013. – 192 с.

Навчальний посібник складається з двох частин: модуль 1 та модуль 2. Розглядаються пасивні й активні компоненти радіоелектронної апаратури. Викладено фізичні основи, принципи дії, параметри, характеристики, особливості застосування в електронних схемах, найновіші досягнення й основні напрями розвитку компонентної бази.

Навчальний посібник призначений для студентів, що вивчають дисципліну «Компонентна база радіоелектронної апаратури». Він містить матеріал, необхідний студентам для закріплення лекційного матеріалу, при підготовці та виконанні лабораторних й практичних занять, виконанні комплексних завдань, а також для самостійної роботи.

РОЗГЛЯНУТО
на засіданні кафедри
КІТП і В
та рекомендовано до друку.
Протокол № від 2013 р.

ПЕРЕДМОВА

Радіоелектронна апаратура (РЕА) постійно ускладнюється. Ефективність РЕА, її параметри в значній мірі залежать від її компонентів, тобто від параметрів і характеристик використаних у ній дискретних резисторів, конденсаторів, котушок індуктивності, напівпровідникових приладів, інтегральних схем. Питання про застосування тих чи інших компонентів є одним з основних при розробці РЕА.

Для правильного вибору компонентів РЕА необхідно мати відомості не тільки про характеристики, що містяться в технічних умовах, а й добре уявляти сутність фізичних процесів, які в них відбуваються, їх можливості, а також економічні показники. Крім того, слід знати перспективність тих чи інших компонентів, можливості поліпшення їх характеристик.

Особливістю сучасного етапу розвитку РЕА є те, що основою її створення є інтегральні схеми. Однак розвиток і впровадження інтегральних схем не виключає використання в апаратурі дискретних резисторів, конденсаторів, котушок індуктивності, трансформаторів, роль яких залишається значною. Це визначається наступними причинами. Ряд важливих компонентів, наприклад роз'єми, трансформатори, не може бути замінений інтегральними схемами. Деякі елементи (конденсатори великої ємності, котушки великої індуктивності) не можуть бути реалізовані методами мікроелектроніки.

З переходом на інтегральні схеми відбувається подальше ускладнення і збільшення кількості випущеної РЕА, у зв'язку з чим обсяг виробництва дискретних компонентів не зменшується. Вони розвиваються як у кількісному, так і в якісному відношенні.

У даному навчальному посібнику розглянуто пасивні та активні компоненти РЕА.

ВСТУП

Навчальна дисципліна «Компонентна база радіоелектронної апаратури» забезпечує базову підготовку студентів і дає необхідні знання для подальшого вивчення спеціальних дисциплін.

У цьому курсі студенти вивчають фізичні основи електронних приладів, основи їх функціонування, основні характеристики та область застосування. У результаті вивчення дисципліни студенти повинні зрозуміти і засвоїти принципи дії різних приладів, ознайомитися з типовими інженерними рішеннями щодо їх використання.

Дисципліна «Компонентна база радіоелектронної апаратури» вивчається у навчальних семестрах 2.3 та 2.4; складається з двох модулів 1 і 2; має 5 кредитів ECTS. Загальна кількість годин 180; зокрема лекцій - 44 години; лабораторних занять - 16 годин; практичних занять - 16 годин; самостійної роботи - 104 години.

Вид контролю - іспит.

Матеріал цього посібника дозволить студентам закріпити знання, які отримані на лекціях, допоможе підготуватися до лабораторних і практичних занять, виконати комплексне завдання з дисципліни.

Мета дисципліни «Компонентна база радіоелектронної апаратури».

Дисципліна повинна забезпечити базову підготовку студентів і дати необхідні знання для вивчення спеціальних дисциплін та подальшого вирішення виробничих, проектних й дослідницьких завдань відповідно до кваліфікаційної характеристики бакалавра за напрямом «Радіотехніка».

У результаті вивчення дисципліни студент повинен:

- знати завдання, які виконуються апаратурою радіозв'язку, радіомовлення і телебачення, параметри та характеристики схем на дискретних компонентах і мікросхемах для вирішення цих завдань;

- вміти правильно вибирати тип компонента для вирішення технічної задачі з експлуатації, проектування апаратури радіозв'язку, радіомовлення і телебачення;

Дисципліна складається з двох модулів:

Модуль 1 - Дискретні компоненти;

Модуль 2 - Інтегральні мікросхеми.

Структура модуля 2

МОДУЛЬ 2: Інтегральні мікросхеми (2 кредити; 72 год.)

Змістовний модуль		Лекції год.	Практичні заняття, год.	Лабораторні заняття, Год.	Само-стійна робота, год.
1	Аналогові мікросхеми	8	2	4	10
2	Цифрові мікросхеми	8	2	4	10
3	Оптоелектронні прилади	2	2	-	6
4	Прилади із зарядовим зв'язком	2	2	-	4
5	Електронні нанoeлементи	2	-	-	4
Усього		22	8	8	34

Перелік знань і умінь, з якими студент повинен приступити до вивчення матеріалу модуля 2.

Знати:

- Закони електротехніки та електродинаміки;
- Характеристики сигналів;
- Основи фізики твердого тіла;
- Будову і принцип дії дискретних компонентів.

Вміти:

- Вміти використовувати закони електротехніки та електродинаміки;
- Вміти будувати графіки функцій;
- Вміти креслити структурні і принципові схеми.

Теми та зміст лекцій.

Модуль 2 - Інтегральні мікросхеми.

Змістовний модуль 1. Аналогові мікросхеми.

Лекція 1. Інтегральні мікросхеми (ІМС). Класифікація ІМС. Система умовних позначень та маркування. Гібридні та напівпровідникові ІМС. Аналогові та цифрові ІМС. Типи аналогових ІМС. Операційний підсилювач (ОУ). Структурна схема ОУ. Основні характеристики і параметри.

Лекція 2. Диференціальний підсилювач (ДП) на біполярних транзисторах з резистивним навантаженням. Принцип дії. Параметри і характеристики. Переваги ДП. Балансування ДП. Схеми включення ДП.

Лекція 3. Різновиди ДП. ДП з динамічним навантаженням. ДП на польових транзисторах. Вихідні каскади ОП. Комплементарний емітерний повторювач. Схеми зсуву рівня.

Лекція 4. Підсилення сигналів за допомогою ОП. Інвертуючий, неінвертуючий підсилювачі, повторювач. Схеми генерації та обробки сигналів на основі ОП. Суматор, схема віднімання, інтегратор, диференціатор, компаратор, обмежувач рівня, мультівібратор. Кола живлення каскадів на ОП. Регулювання в каскадах на ОП.

Змістовний модуль 2. Цифрові мікросхеми.

Лекція 5. Класифікація цифрових ІМС. Статичні і динамічні параметри. Основні положення алгебри логіки. Найпростіші логічні операції. Форми зображення логічних функцій. Логічні елементи (ЛЕ). Умовне графічне зображення ЛЕ.

Лекція 6. Логічні елементи на біполярних транзисторах. Ключі на біполярних транзисторах. Швидкодія, завадостійкість, здатність навантаження ключа. Ключ з діодом Шоттки.

Транзисторно-транзисторна логіка (ТТЛ). Схема базового ЛЕ. Принцип дії. Переваги та недоліки ТТЛ. ТТЛ елементи на транзисторах Шоттки (ТТЛШ).

Емітерно-зв'язана логіка (ЕЗЛ). Перемикач струму. Схема базового ЛЕ. Принцип дії. Переваги та недоліки ЕЗЛ.

Лекція 7. Логічні елементи на польових транзисторах. Ключі на польових транзисторах. Ключі з динамічним навантаженням (МОН ключ) і на комплементарній парі (КМОН ключ). Статичний і динамічний режими. Переваги КМОН ключа.

Логічні елементи на МОН ключах (МОН логіка). Схеми базових ЛЕ. Принцип дії. Переваги та недоліки МОН логіки.

Логічні елементи на КМОН ключах (КМОН логіка). Схеми базових ЛЕ. Принцип дії. Переваги та недоліки КМОН логіки.

Лекція 8. Логічні елементи з трьома станами виходу. Узгодження ЛЕ різних типів логік. Правила схемного включення ЛЕ. Узгодження аналогових і цифрових ІМС.

Змістовний модуль 3. Оптоелектронні мікросхеми.

Лекція 9. Вироби оптронної техніки. Структурна схема оптрона. Основні електричні параметри та характеристики. Резисторна, діодна, транзисторна і тиристорна оптопари. Застосування оптронів.

Змістовний модуль 4. Прилади із зарядовим зв'язком.

Лекція 10. Будова і принцип дії приладів із зарядовим зв'язком (ПЗЗ). Різновиди ПЗЗ. ПЗЗ з електричним і оптичним введенням інформації. Основні електричні характеристики і параметри. Застосування ПЗЗ.

Змістовний модуль 5. Електронні наноелементи.

Лекція 11. Технологічні та фізичні основи наноелектроніки. Наноматеріали і нанотехнології. Квантові структури. Прилади на інтерференційних ефектах. Прилади на основі тунельного ефекту. Прилади на основі спінових ефектів.

Перелік практичних занять модуля 2

№	Тема	Кількість годин
1	Аналогові ІМС	2
2	Цифрові ІМС	2
3	Оптоелектронні ІМС	2
4	Прилади із зарядовим зв'язком	2
	Усього	8

Перелік лабораторних робіт модуля 2

№	Тема	Кількість годин
1	Дослідження диференціального підсилювача	2
2	Дослідження каскадів на операційному підсилювачі.	2
3	Дослідження транзисторного ключа.	2
4	Дослідження логічних елементів	2
	Усього	8

Рекомендації до самостійної роботи студентів

Для закріплення матеріалу, який вивчає студент у модулі 2, виділяються години для самостійної роботи та виконання комплексного завдання. Рекомендується розподілити цей час таким чином:

№	Вид роботи	Кількість годин
1	Вивчення лекційного матеріалу	22
2	Вивчення додаткового матеріалу до лекцій	18
3	Підготовка до практичних занять	8
4	Підготовка до лабораторних занять	8
5	Виконання комплексного індивідуального завдання	16
	Усього	72

Комплексне завдання для самостійної роботи видає викладач.

Перелік знань і умінь, які повинен придбати студент у процесі вивчення модуля 2.

Зміст знань:

- знати призначення, принцип дії, основні параметри і характеристики ІМС;
- знати завдання, які виконуються апаратурою радіозв'язку, параметри та характеристики схем для вирішення цих завдань.

Зміст умінь:

- правильно обирати тип ІМС для вирішення задач проектування та експлуатації апаратури радіозв'язку.

Глава 1

ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ

1.1. Загальні відомості

Побудова складної радіоелектронної апаратури на дискретних активних і пасивних елементах пов'язана з різким падінням надійності апаратури, збільшенням споживаної потужності, маси і габаритів. Створення інтегральних мікросхем дозволило вирішити ці завдання.

Інтегральна мікросхема (ІМС) – це мікроелектронний виріб, який виконує функції перетворення та обробки сигналу. ІМС має високу щільність упаковки електрично з'єднаних елементів і розглядається як єдине ціле.

Переваги інтегральних мікросхем:

- 1) виготовлення усіх елементів ІМС в єдиному технологічному циклі різко збільшило її надійність; сучасні мікросхеми, що містять сотні і тисячі елементів, мають надійність і габарити того самого порядку, що й дискретні елементи;
- 2) зменшилися габарити і маса апаратури;
- 3) збільшилася економічність апаратури, яка особливо помітна при створенні великих систем;
- 4) зменшилися витрати на обслуговування апаратури;
- 5) скоротився період проектування і виробництва апаратури.

За своїм функціональним застосуванням інтегральні мікросхеми підрозділяються на два основних види: аналогові й цифрові.

Аналогові ІМС призначені для перетворення та обробки сигналів, що змінюються за законом безперервної функції. *Цифрові ІМС* призначені для перетворення та обробки сигналів, що змінюються за законом дискретної функції.

До аналогових відносяться ІМС, що виконують функції підсилення, генерування сигналів різної форми, а також перетворення сигналів (модулятори, демодулятори, перетворювачі частоти та ін.) До складу аналогових ІМС входять також інтегральні схеми, що виконують допоміжні функції – стабілізатори напруги і струму, випрямлячі та інші, а також набори транзисторів, діодів та інших елементів, які використовують при конструюванні мікроелектронних пристроїв.

Аналогові та цифрові ІМС розробляються й випускаються підприємствами-виробниками у вигляді серій. *Серією* називають сукупність ІМС, які можуть виконувати різні функції, мають єдине конструктивно-технологічне виконання й призначені для спільного застосування. Випуск кожної нової серії ІМС вимагає великих витрат часу і коштів, тому до ІМС пред'являються вимоги універсальності, багатоцільового використання у пристроях різного призначення.

За конструктивно-технологічним виконанням ІМС діляться на три групи: напівпровідникові, гібридні та інші. Найбільш поширеними є напівпровідникові ІМС.

Однією з характеристик ІМС є *ступінь інтеграції*, яка характеризує складність ІМС:

$$k_i = \lg N_{\text{IMC}},$$

де N_{IMC} – число елементів, які входять до ІМС. Залежно від значення k_i інтегральні мікросхеми поділяють:

- 1) $k_i \leq 1$ – схеми малого рівня інтеграції;
- 2) $k_i \leq 2$ – схеми середнього рівня інтеграції;
- 3) $k_i = (3 \dots 4)$ – великі інтегральні мікросхеми;
- 4) $k_i > 4$ – надвеликі інтегральні мікросхеми.

Умовне позначення ІМС складається з чотирьох елементів.

Перший елемент – цифра, яка вказує конструктивно-технологічне виконання ІМС. Вона включає такі цифри: 1, 5, 6, 7 – напівпровідникові ІМС; 2, 4, 8 – гібридні; 3 – інші (плівкові, керамічні та ін.)

Другий елемент – дві або три цифри (01 до 99 або 001 до 999), вказують на порядковий номер розробки серії ІМС.

Перші два елементи позначають серію ІМС. У маркуванні мікросхем, що випускаються для широкого застосування, перед першим елементом позначення ставлять букву «К».

Третій елемент – дві букви, що відповідають підгрупі і виду ІМС, й визначають основне функціональне призначення інтегральних мікросхем. У табл. 1.1 наведено позначення аналогових мікросхем за функціональним призначенням.

Четвертий елемент – число, що означає умовний (або порядковий у даній серії) номер розробки за функціональною ознакою.

За необхідності розробник ІМС має право після умовного номера розробки додатково помістити літеру (від А до Я), яка означає відмінність електричних параметрів ІМС одного типу.

Приклади.

1) аналогова ІМС – К153УД5:

К – широкого застосування; 1 – напівпровідникова; 53 – порядковий номер серії; УД – *операційний підсилювач*, 5 – номер розробки ІМС у даній серії.

2) Цифрова ІМС – 133ЛА1:

1 – напівпровідникова; 33 – порядковий номер серії; ЛА – *цифрова ІМС 4І-НЕ*; 1 – номер розробки ІМС у даній серії.

1.2. Аналогові інтегральні мікросхеми

Аналогові інтегральні мікросхеми призначені для виконання аналогових операцій над аналоговими сигналами. У табл. 1.1 наведено позначення аналогових інтегральних мікросхем за функціональною ознакою.

Серій аналогових ІМС велика різноманітність.

Основну елементну базу аналогової мікроелектронної апаратури складають операційні підсилювачі, компаратори й перемножувачі, завдяки універсальності їх застосування. Умовні позначення цих аналогових мікросхем наведено на рис. 1.1.

Таблиця 1.1

Позначення аналогових інтегральних мікросхем
(за функціональною ознакою)

№ з/п	Підгрупа ІМС	Вид ІМС	Літерне позначення
1	2	3	4
1	Генератори сигналів	Гармонічних Прямокутної форми Що лінійно змінюються Спеціальної форми Шуму Інші	ГС ГГ ГЛ ГФ ГМ ГП
2	Підсилювачі	Високої частоти Проміжної частоти Низької частоти Імпульсних сигналів	УВ УР УН УИ
3	Широкопasmові підсилювачі	Операційні й диференціальні Постійного струму Широкопasmові й відеопідсилювачі Повторювачі Індикації Інші	УД УТ УК УЕ УМ УП
4	Детектори	Амплітудні Імпульсні Частотні Фазові Інші	ДА ДИ ДС ДФ ДП
5	Модулятори	Амплітудні Частотні Фазові Імпульсні Інші	МА МС МФ МИ МП
6	Багатофункціональні аналогові ІМС	Схеми, що виконують одночасно кілька функцій	ХА
7	Комутатори й ключі	Струму Напруги Інші	КТ КН КП
8	Схеми вторинних джерел	Випрямлячі Перетворювачі Стабілізатори напруги Стабілізатори струму Інші	ЕВ ЕМ ЕН ЕТ ЕП

1	2	3	4
9	Фільтри	Верхніх частот Нижніх частот Смугові Режекторні Інші	ФВ ФН ФЕ ФР ФП
10	Перетворювачі	Частоти Фази Тривалості імпульсів Напруги Рівня (узгоджувачі) Код-аналог (декодуєчі) Аналог-код (кодуєчі) Інші	ПС ПФ ПД ПН ПУ ПА ПВ ПП
11	Схеми (лінії) затримки	Пасивні Активні Інші	БМ БР БП
12	Схеми селекцій й порівнянь	Амплітудні (рівня сигналу) Часові Частотні Фазові Інші	СА СВ СС СФ СП
13	Формувачі імпульсів	Прямокутної форми Спеціальної форми Інші	АГ АФ АП
14	Набір елементів (мік- розборки)	Діодів Транзисторів Резисторів Конденсаторів Комбіновані Інші	НД НТ НР НЕ НК НП

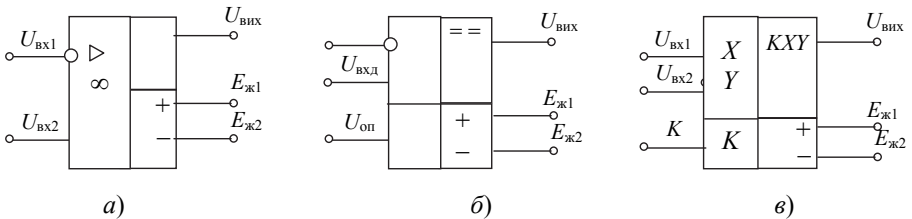


Рис. 1.1 – Умовні позначення аналогових інтегральних мікросхем:
 а) операційний підсилювач, б) компаратор, в) перемножувач

На даний час використовується велика кількість спеціалізованих мікросхем, літерні позначення яких наведено у табл. 1.1: мікросхеми для телевізійних приймачів, для радіоприймачів і магнітофонів, підсилювачі, аналогові ключі та комутатори, генератори сигналів та інші.

1.3. Операційні підсилювачі

Найбільш поширеними аналоговими ІМС є операційні підсилювачі завдяки універсальності їхнього застосування.

Операційний підсилювач (ОП) – це підсилювач напруги з безпосередніми зв'язками між каскадами, який має великий коефіцієнт підсилення, малий рівень шумів, великий вхідний опір, малий вихідний опір і широку смугу одиничного підсилення. ОП є підсилювачем постійного струму (ППС), оскільки здатний підсилювати постійні сигнали. Назву «операційний підсилювач» було дано спочатку підсилювачам з великим коефіцієнтом підсилення, розробленим для виконання математичних операцій додавання, віднімання, множення та ділення. У нинішній час інтегральні ОП використовуються для створення різних функціональних вузлів.

Умовні позначення операційного підсилювача з колами корекції наведено на рис. 1.2.

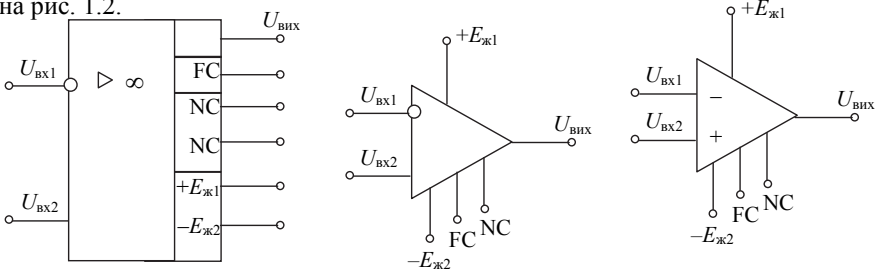


Рис. 1.2 – Умовні позначення операційного підсилювача:
 а) згідно ЕСКД; б) за функціональною ознакою (підсилювач);
 в) застаріле позначення

Операційний підсилювач має два входи: *інвертуючий* та *неінвертуючий*. На рис. 1.2, а і б інвертуючий вхід позначений кружечком, на рис. 1.2, в – знаком мінус (-). Обидва входи називають *диференціальними* (або *різницевими*). Так як вхідний каскад ОП є диференціальним, то вихідна напруга ОП $U_{\text{вих}}$ залежить від різниці напруг

$$U_{\text{вх д}} = U_{\text{вх2}} - U_{\text{вх1}}, \tag{1.1}$$

$U_{\text{вх д}}$ називається *диференціальним вхідним сигналом*.

Якщо $U_{\text{вх2}} > U_{\text{вх1}}$, то полярність вихідного сигналу збігається з полярністю сигналу $U_{\text{вх2}}$ (сигнал не інвертується). Якщо $U_{\text{вх1}} > U_{\text{вх2}}$, то полярність вихідного сигналу протилежна полярності сигналу $U_{\text{вх1}}$ (сигнал інвертується). Формула (1.1) справедлива також для випадку, коли або $U_{\text{вх2}} = 0$, або $U_{\text{вх1}} = 0$.

Операційний підсилювач не чутливий до *синфазної складової вхідних сигналів*, яка дорівнює

$$U_{вх с} = \frac{1}{2} (U_{вх2} + U_{вх1}). \quad (1.2)$$

Тому коефіцієнт підсилення ОП визначається тільки для диференціального вхідного сигналу

$$K_{ОП} = \frac{U_{вых}}{U_{вх д}} = \frac{U_{вых}}{U_{вх2} - U_{вх1}}. \quad (1.3)$$

Напруги $U_{вх1}$, $U_{вх2}$ й $U_{вых}$ відраховуються відносно корпусу.

Операційний підсилювач має один вихід та два виводи для підключення джерела живлення: $+E_{ж1}$, $-E_{ж2}$. Для ОП використовується, зазвичай, симетричне (відносно корпусу) джерело живлення ($\pm E_{ж}$), як показано на рис. 1.3.

Таке живлення називають *двополярним*, може використовуватися також несиметричне (однополярне) живлення.

Виводи, які призначені для підключення кіл корекції нуля ОП, позначаються символами NC, а для підключення елементів частотної корекції – символами FC.

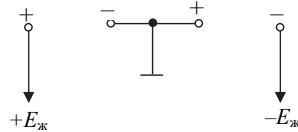


Рис. 1.3 – Симетричне джерело живлення

Якщо аналізуються характеристики та параметри пристроїв на операційних підсилювачах для сигналу, зазвичай використовують *спрощене позначення* ОП: виводи кіл живлення та корекції не показують.

Операційний підсилювач за своїми характеристиками та параметрами наближається до «ідеального» підсилювача.

Параметри *ідеального ОП*:

- 1) нескінченний коефіцієнт посилення напруги ($K_{ОП} \rightarrow \infty$);
- 2) нескінченний повний вхідний опір ($Z_{вх ОП} \rightarrow \infty$);
- 3) нульовий повний вихідний опір ($Z_{вых ОП} = 0$);
- 4) рівна нулю вихідна напруга $U_{вых} = 0$ при рівних напругах на обох входах $U_{вх2} = U_{вх1}$ ($U_{вхд} = 0$);
- 5) нескінченна ширина смуги пропускання (відсутність затримки при проходженні сигналу через підсилювач).

На практиці жодна з цих властивостей не може бути здійснена повністю, проте до них можна наблизитися з достатньою точністю для багатьох застосувань.

Параметри операційного підсилювача

Властивості ОП визначаються значним числом параметрів. Основними технічними показниками ОП є:

1) Коефіцієнт підсилення напруги $K_{ОП}$, рівний відношенню вихідної напруги до диференціальної вхідної напруги (формула 1.3). Для сучасних ОП значення коефіцієнта підсилення дорівнює: $K_{ОП} = 10^5 \dots 10^6$.

2) Напруга джерела живлення $\pm E_{ж}$, В при симетричному живленні.

3) Споживаний струм $I_{сп}$, мА.

4) Максимальна вихідна напруга: позитивного плеча $U_{вих\max}^{(+)}$; негативного плеча $U_{вих\max}^{(-)}$. Максимальна вихідна напруга зазвичай на (1...2) В менша напруги живлення.

5) Коефіцієнт ослаблення синфазних вхідних напруг

$$K_{ос. сф, дБ} = 20 \lg \frac{U_{вих}}{U_{вх с}}. \quad (1.4)$$

Значення цього коефіцієнта для сучасних ОП дорівнює (70...80) дБ.

6) Вхідна напруга зміщення нуля $U_{зм}$, мВ, дорівнює напрузі, яку треба подати на диференціальний вхід, щоб $U_{вих} = 0$.

7) Вхідний струм зміщення $I_{зм}$, нА, дорівнює середньому струму, який протікає у вхідних колах ОП при $U_{вих} = 0$.

8) Різниця вхідних струмів зміщення $\Delta I_{зм} = |I_{зм}^+| - |I_{зм}^-|$, нА, яка визначається при $U_{вих} = 0$.

9) Вхідний опір ОП $R_{вх ОП}$ для диференціального сигналу.

10) Вихідний опір ОП $R_{вих ОП}$ при подачі диференціального вхідного сигналу.

11) Частота одиничного підсилення f_1 , на якій модуль коефіцієнта підсилення ОП дорівнює одиниці, тобто $|K_{ОП}| = 1$ або $K_{ОП, дБ} = 20 \lg K_{ОП} = 0$ дБ.

Структура операційного підсилювача

Більшість операційних підсилювачів виконуються у вигляді трикаскадних підсилювачів. Структурну схему ОП наведено на рис. 1.4.

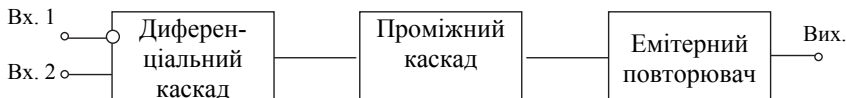


Рис. 1.4 – Структурна схема операційного підсилювача

Вхідний каскад ОП – це диференціальний підсилювач. Диференціальний підсилювач має великий коефіцієнт підсилення диференціального вхідного сигналу і велике ослаблення синфазного вхідного сигналу. Диференціальний підсилювач має також великий вхідний опір для будь-яких вхідних сигналів. Вхідний каскад є найбільш відповідальним каскадом ОП.

За вхідним слідує проміжний каскад, який здійснює основне підсилення струму і напруги ОП. В ОП використовується безпосередній (гальванічний) зв'язок між каскадами, тому проміжний каскад повинен забезпечувати також пониження напруги спокою, щоб на виході ОП напруга спокою дорівнювала нулю.

Вихідний каскад повинен забезпечити малий вихідний опір ОП і струм, достатній для живлення передбачуваного навантаження. Крім того, цей каскад повинен мати великий вхідний опір, щоб не навантажувати проміжний каскад.

В якості вихідного каскаду в ОП використовується двотактний емітерний повторювач, що працює в режимі В (або АВ). Використання режиму В дозволяє підвищити ККД вихідного каскаду, зменшити втрати у його транзисторах і спростити процес охолодження кристала.

1.4. Зворотний зв'язок

Операційні підсилювачі використовуються для створення великого числа функціональних вузлів, в яких використовується зворотний зв'язок.

Зворотним називається зв'язок, що забезпечує передачу енергії сигналу з вихідного кола підсилювача у вхідне. Він використовується для поліпшення технічних параметрів і характеристик підсилювача. Структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком (33) зображена на рис. 1.5.

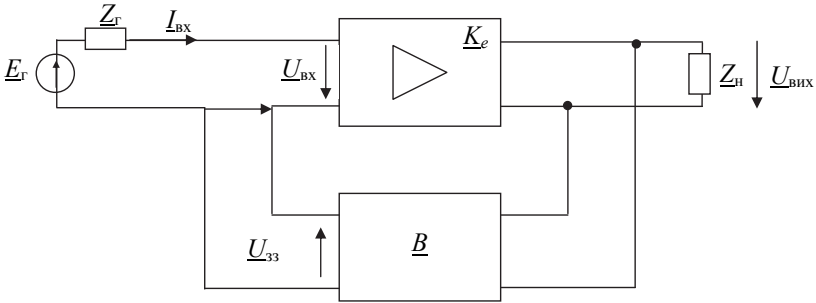


Рис. 1.5 – Структурна схема підсилювача зі зворотним зв'язком

Передача сигналу з виходу на вхід підсилювача здійснюється за допомогою чотириполюсника B . Чотириполюсник ЗЗ являє собою зовнішнє електричне коло, що складається з пасивних або активних, лінійних або нелінійних елементів. Якщо ЗЗ охоплює весь підсилювач, то ЗЗ називається *загальним*; якщо охоплює окремі каскади або частини підсилювача, називається *місцевим*. На рис. 1.5 представлено структурну схему підсилювача із загальним ЗЗ.

У схемній реалізації підсилювача і кола ЗЗ можливий варіант, коли зворотний зв'язок існує тільки для складової вихідного сигналу, що повільно змінюється. У цьому випадку кажуть, що існує ЗЗ за *постійним струмом*. Якщо сигнал зворотного зв'язку визначається змінною складовою вихідного сигналу, то ЗЗ уводиться за *змінним струмом*. Як правило, у підсилювачах є кола ЗЗ і за постійним, і за змінним струмом. Зазвичай, розглядається ЗЗ за змінним струмом, кола за постійним струмом розглядаються окремо.

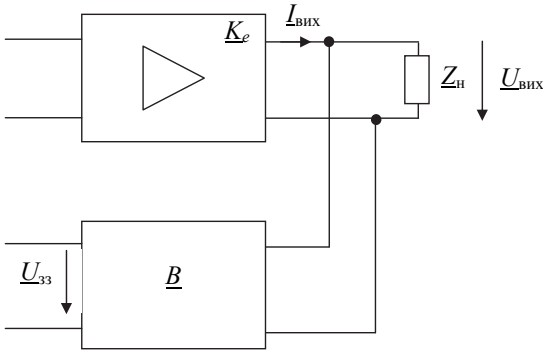
Коефіцієнт передачі чотириполюсника ЗЗ дорівнює

$$\underline{B} = \frac{U_{\text{ЗЗ}}}{U_{\text{ВХ}}} \quad (1.5)$$

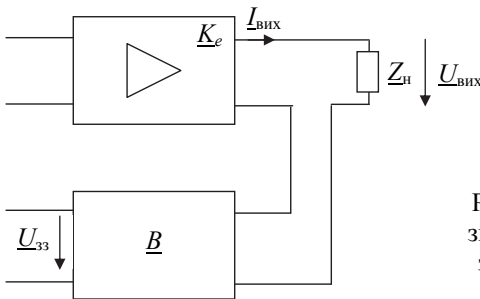
Коефіцієнт B показує, яка частина вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ передається знову на вхід. Тому цей коефіцієнт називають *коефіцієнтом зворотного зв'язку*. Найчастіше у колі ЗЗ використовують пасивні чотириполосники, тому $B < 1$.

Види зворотного зв'язку

Зворотний зв'язок класифікується за різними ознаками. За *способом зняття* сигналу ЗЗ розрізняють такі види ЗЗ: за напругою (рис. 1.6, а), за струмом (рис. 1.6, б).



а)



б)

Рис. 1.6 – Способи зняття сигналу зворотного зв'язку: а) – зворотний зв'язок за напругою; б) – зворотний зв'язок за струмом

У схемі ЗЗ за струмом напруга ЗЗ пропорційна вихідному струму, у схемі ЗЗ за напругою – вихідній напрузі.

За *способом уведення* сигналу ЗЗ розрізняють такі види ЗЗ: послідовний (рис. 1.7, а), паралельний (рис. 1.7, б).

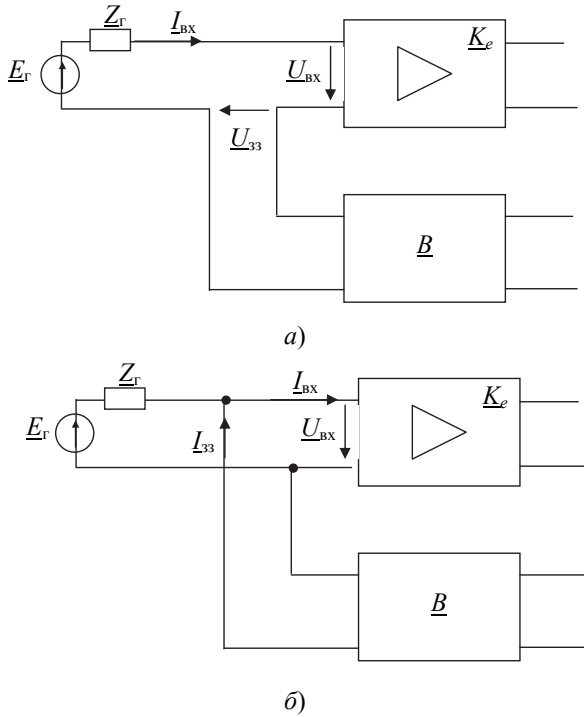


Рис. 1.7 – Способи уведення сигналу зворотного зв'язку: а) зворотний зв'язок послідовний; б) зворотний зв'язок паралельний

При паралельному ЗЗ напруга ЗЗ

$$\underline{U}_{33} = \underline{I}_{33} \cdot \underline{Z}_Г \quad (1.6)$$

Використовують також змішаний за входом и змішаний (комбінований) за виходом зворотний зв'язок. Якщо хочуть охарактеризувати вид ЗЗ, то зазначають спосіб уведення й спосіб зняття. Наприклад, на рис. 1.5 зображено структурну схему підсилювача з послідовним ЗЗ за напругою.

Вплив зворотного зв'язку на параметри та характеристики підсилювача

Зворотний зв'язок впливає на всі параметри та характеристики підсилювача.

Наскрізній коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком \underline{K}_{e33} визначається виразом

$$\underline{K}_{e33} = \frac{\underline{K}_e}{1 - \underline{B}\underline{K}_e}, \quad (1.7)$$

де $\underline{K}_e = \frac{U_{\text{вих}}}{E_r}$ – комплексний наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача без

зворотного зв'язку;

$\underline{E}_r = E_r e^{j\varphi_r}$ – комплексне значення ЕРС джерела сигналу;

$\underline{U}_{\text{вих}} = U_{\text{вих}} e^{j\varphi_{\text{вих}}}$ – комплексне значення вихідної напруги без зворотного зв'язку;

$\underline{K}_{e33} = \frac{U_{\text{вих } 33}}{E_r}$ – комплексний наскрізний коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком.

Чотириполюсники \underline{K}_e і \underline{B} утворюють петлю 33. Добуток $\underline{B}\underline{K}_e$ характеризує коефіцієнт передачі сигналу по петлі 33, його називають *петльовим підсиленням*

$$\underline{B}\underline{K}_e = \frac{U_{33}}{E_r} = B \cdot K_e \cdot e^{j\varphi} = BK_e(\cos \varphi + j \sin \varphi), \quad (1.8)$$

де $\varphi = \varphi_e + \varphi_b$ – зсув фаз у петлі 33.

З виразу (1.7) знайдемо модуль коефіцієнта підсилення підсилювача із 33

$$K_{e33} = \frac{K_e}{|1 - \underline{B}\underline{K}_e|} = \frac{K_e}{\gamma}, \quad (1.9)$$

величину

$$\gamma = |1 - \underline{B}\underline{K}_e| \quad (1.10)$$

називають *глибиною 33*.

З виразу (1.9) випливає, що при уведенні зворотного зв'язку коефіцієнта підсилення підсилювача із 33 змінюється у γ разів.

Зворотний зв'язок називають *негативним*, якщо при уведенні 33 коефіцієнт підсилення *зменшується*, тобто $K_{e33} < K_e$. Зворотний зв'язок називають *позитивним*, якщо при уведенні 33 коефіцієнт підсилення *збільшується*, тобто $K_{e33} > K_e$. Якщо коефіцієнт підсилення при уведенні 33 не змінюється, такий зв'язок називають *нейтральним*.

Як впливає з формули (1.10), величина γ залежить від знаку петльового підсилення $\underline{B}\underline{K}_e$, знак у свою чергу визначається зсувом фаз у петлі 33 $\varphi = \varphi_e + \varphi_b$. Вид 33 може змінюватися залежно від значень величин φ_e і φ_b . Значення зсуву фаз φ_e і φ_b змінюються при зміні частоти, тому вид 33 (негативний або позитивний) визначається в області середніх частот підсилюваного діапазону.

Якщо $\varphi = \pi$, то $\underline{B}\underline{K}_e$ – негативна дійсна величина (згідно з формулою 1.8), $\gamma = 1 + BK_e$ (згідно з формулою 1.10), глибина 33 більша одиниці, $K_{e33} < K_e$, отже, зв'язок *негативний*.

Якщо $\varphi = 0$, то $\underline{B}\underline{K}_e$ – позитивна дійсна величина, а глибина 33 менша одиниці, $K_{e33} > K_e$, отже, зв'язок *позитивний*.

Іншими словами, якщо сигнал зворотного зв'язку приходить у *протифазі* зі *вхідним сигналом* (з інверсією, $\varphi = \pi$), то такий зв'язок – *негативний* (НЗЗ). Якщо сигнал зворотного зв'язку приходить у *фазі* з *вхідним сигналом* ($\varphi = 0$), то такий зв'язок – *позитивний* (ПЗЗ).

Якщо глибина негативного зворотного зв'язку (НЗЗ) $\gamma \gg 1$, то таку НЗЗ називають *глибокою*, для неї

$$K_{e33} = \frac{K_e}{1 + BK_e} \approx \frac{1}{B}, \quad (1.11)$$

тобто коефіцієнт підсилення підсилювача з глибоким НЗЗ визначається тільки параметрами кола ЗЗ.

У багатокаскадних підсилювачах фазові зсуви φ_e можуть призвести до того, що у смузі пропускання та за її межами зв'язок стане позитивним.

У підсилювальних пристроях для поліпшення якісних показників та характеристик використовується негативний ЗЗ:

1) НЗЗ зменшує частотні й фазові спотворення, розширює смугу пропускання при малих фазових зсувах у петлі ЗЗ;

2) НЗЗ зменшує коефіцієнт гармонік;

3) НЗЗ зменшує нестабільність коефіцієнта підсилення;

4) НЗЗ змінює вхідний та вихідний опори в залежності від способу введення та зняття сигналу НЗЗ. Послідовний НЗЗ збільшує вхідний опір, паралельний НЗЗ зменшує вхідний опір. НЗЗ за струмом збільшує вихідний опір, НЗЗ за напругою зменшує вихідний опір.

Позитивний ЗЗ протилежно впливає на параметри та характеристики підсилювача, тобто їх погіршує. ПЗЗ використовується у спеціальних схемах, наприклад, для реалізації активних двополюсників з еквівалентним від'ємним опором або еквівалентною негативною провідністю, а також у схемах автогенераторів.

Стійкість підсилювачів зі зворотним зв'язком

Негативний ЗЗ у підсилювачах широко використовується для поліпшення їх показників. Однак ЗЗ, здійснюваний в середині робочого діапазону як негативний, може виявитися позитивним на краях діапазону або за його межами через фазові зсуви, що вносяться підсилювачем і колом ЗЗ. У цьому випадку можуть виникнути умови, за яких на виході підсилювача з'явиться напруга у відсутності напруги на вході. Виникнення власних коливань у підсилювачі називається *самозбудженням* або *генерацією*.

Проаналізуємо вираз (1.9)

$$K_{e33} = \frac{K_e}{|1 - BK_e|}. \quad (1.9)$$

Якщо коефіцієнт петльового підсилення буде дорівнювати одиниці

$$BK_e = 1, \quad (1.12)$$

знаменник виразу (1.9) буде дорівнювати нулю, а коефіцієнт підсилення підсилювача із ЗЗ збільшується до нескінченності. Умова (1.12) є умовою

самозбудження підсилювача із ЗЗ. З умови (1.12) випливають дві умови $BK_e = 1$: для модуля й фази петльового підсилення

1) умова амплітуд

$$BK_e = 1; \quad (1.12)$$

2) умова фаз

$$\varphi = 0, 2\pi, \dots, n \cdot 2\pi \quad (n = 0, 1, \dots). \quad (1.13)$$

Умова фаз означає, що для самозбудження підсилювача зворотний зв'язок повинен бути *позитивним*.

При виконанні на будь-якій частоті умов (1.12) і (1.13) у підсилювачі виникнуть коливання, які не залежать від наявності сигналу на його вході. Поява цих коливань зумовлена тим, що енергія з виходу, яка надходить по колу ЗЗ на вхід, компенсує втрати сигналу у колі підсилювача. У цьому випадку в підсилювачі встановлюються стаціонарні автоколивання при будь-якому, навіть незначному впливі (наприклад, від флуктуацій теплового шуму джерела сигналу, шумів підсилювальних елементів, флуктуацій напруги джерела живлення тощо). Власні коливання у підсилювачі або значно спотворюють корисний сигнал, або однозначно погіршують технічні показники підсилювача, або (найчастіше) просто пригамовують корисний сигнал. Тому виникнення генерації (автоколивань) у підсилювачі неприпустиме. Забезпечення стійкості підсилювача є одним з найважливіших завдань при розробці та експлуатації підсилювачів із зворотнім зв'язком.

1.5. Характеристики операційного підсилювача

Передавальна характеристика ОП

Передавальна характеристика ОП – це залежність вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ від вхідної диференціальної напруги $U_{\text{вх д}}$. Передавальну характеристику ОП наведено на рис. 1.8, яка апроксимована кусково-ламаною лінією.

У передавальній характеристиці ОП можна виділити три характерні області: лінійну область і області насичення. У лінійній області вихідна напруга прямо пропорційна вхідній диференціальній напрузі

$$U_{\text{вих}} = K_{\text{ОП}} U_{\text{вх д}}. \quad (1.14)$$

Лінійна область з обох сторін (зверху і знизу) обмежена областями насичення.

У будь-якому випадку напруга на виході ОП не може перевищити напруги будь-якого з джерел живлення, тобто $\pm E_{\text{ж}}$. Максимально можлива вихідна напруга, як правило, приблизно на 2 В менша абсолютної величини живлячої напруги, а при низькоомному навантаженні діапазон зміни вихідної напруги скоротиться ще більше. Отже, можна вважати, що максимально неспотворена вихідна напруга дорівнює

$$U_{\text{вих max}} \approx E_{\text{ж}} - 2 \text{ В}. \quad (1.15)$$

Оскільки підсилення ОП велике ($K_{\text{ОП}} = 10^5 \dots 10^6$), то ширина лінійної зони передавальної характеристики мала. Максимальне значення вхідного диференціального сигналу можна розрахувати

$$U_{\text{вх д max}} \approx \frac{U_{\text{вих max}}}{K_{\text{ОП}}}. \quad (1.16)$$

Наприклад, якщо живляча напруга дорівнює $\pm E_{\text{ж}} = \pm 15 \text{ В}$, то максимальне значення вхідного диференціального сигналу дорівнюватиме

$$U_{\text{вх д max}} \approx \frac{15 - 2}{10^6} = 13 \text{ мкВ}, \quad (1.17)$$

тобто дорівнює дуже маленькому значенню.

Отже, щоб сигнал на виході ОП дорівнював підсиленій вхідній напрузі без спотворень, амплітуда вхідної напруги повинна бути незначною. При подачі великого вхідного сигналу ОП потрапляє в область насичення, форма вихідного сигналу буде «обрізаною», тобто сильно спотвореною.

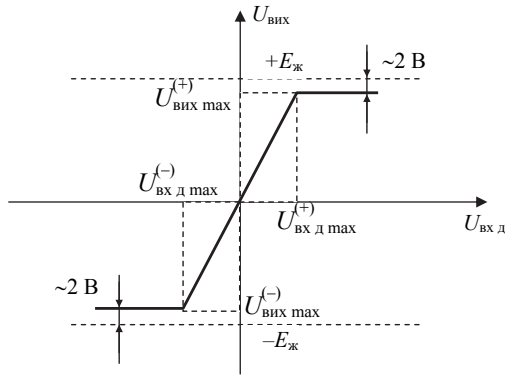


Рис. 1.8 – Передавальна характеристика операційного підсилювача

Операційний підсилювач охоплюють негативним зворотним зв'язком, що створює ряд суттєвих переваг і дозволяє створити велику кількість різних електронних пристроїв. Так як коефіцієнт підсилення ОП має велике значення, то при уведенні негативного зворотного зв'язку глибина зворотного зв'язку має велике значення: $\gamma = (1 + BK_{\text{ОП}}) \gg 1$. Отже, негативний зворотний зв'язок виходить глибоким, тоді

$$\underline{K}_{\text{ГНЗЗ}} = \frac{\underline{K}_{\text{ОП}}}{1 + \underline{B} \underline{K}_{\text{ОП}}} \approx \frac{1}{\underline{B}}. \quad (1.18)$$

У цьому випадку коефіцієнт підсилення пристрою, виконаного на ОП з глибоким негативним зворотним зв'язком, буде визначатися тільки елементами кола зворотного зв'язку \underline{B} , тобто зовнішніми елементами, і не буде залежати від коефіцієнта підсилення ОП $K_{\text{ОП}}$. Змінюючи елементи кола зворотного зв'язку \underline{B} , можна реалізувати різні електронні пристрої на операційних підсилювачах. Далі при розгляді схем, виконаних на операційних підсилювачах, індекс ГНЗЗ буде опущений. Слід пам'ятати, що наближене співвідношення (1.18) залишається справедливим, поки виконується умова $\gamma \gg 1$. Зі збільшенням частоти коефіцієнт підсилення $K_{\text{ОП}}$ зменшується, і у цьому випадку необхідно використовувати повну формулу (1.9) для K_{33} .

Амплітудно-частотна характеристика операційного підсилювача

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) операційного підсилювача — це залежність модуля коефіцієнта підсилення ОП $K_{\text{ОП}}$ від частоти вхідного ди-

ференціального сигналу. ОП є підсилювачем постійного струму (ППС), тому його частотна характеристика розпочинається з нульової частоти.

Коефіцієнт підсилення $K_{ОП}$ залишається незмінним у невеликій області частот. При збільшенні частоти коефіцієнт підсилення $K_{ОП}$ зменшується, тому що зменшуються коефіцієнти підсилення каскадів, з яких складається ОП. ОП складається з трьох каскадів, тому три постійні часу і три граничних частоти (частоти зрізів) каскадів будуть визначати спад АЧХ операційного підсилювача в області верхніх частот.

Коефіцієнт підсилення трикаскадного ОП дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення його окремих каскадів

$$K_{ОП}(f) = \frac{K_1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{c1}}\right)^2}} \cdot \frac{K_2}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{c2}}\right)^2}} \cdot \frac{K_3}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{c3}}\right)^2}}, \quad (1.19)$$

де частоти зрізів каскадів дорівнюють граничним частотам і визначаються постійними часу цих каскадів в області високих частот τ_b :

$$f_{c1} = f_{b\text{ гр}1} = \frac{1}{2\pi\tau_{b1}}, \quad f_{c2} = f_{b\text{ гр}2} = \frac{1}{2\pi\tau_{b2}}, \quad f_{c3} = f_{b\text{ гр}3} = \frac{1}{2\pi\tau_{b3}}. \quad (1.20)$$

Граничні частоти каскадів не однакові, самим вузькосмуговим є, як правило, проміжний каскад, самим широкосмуговим – вихідний. Тому АЧХ операційного підсилювача матиме три злами: на частотах f_{c1}, f_{c2}, f_{c3} . Кожен з каскадів дає спад АЧХ в області верхніх частот (–20 дБ/дек), тому загальний спад АЧХ трикаскадного підсилювача буде дорівнювати (–60 дБ/дек), а загальний фазовий зсув $\left(-3 \cdot \frac{\pi}{2}\right) = 270^\circ$.

Стійкість операційного підсилювача зі зворотним зв'язком

В операційних підсилювачах використовується негативний зворотний зв'язок. Трикаскадний підсилювач з негативним ЗЗ є потенційно нестійкою системою, так як максимальний фазовий зсув в області верхніх частот такого підсилювача дорівнює $\Delta\varphi = \left(-3 \cdot \frac{\pi}{2}\right)$. Отже, існує така частота, на якій фазовий зсув підсилювача буде дорівнювати $\Delta\varphi(f) = -\pi$. На цій частоті загальний фазовий зсув у петлі зворотного зв'язку буде дорівнювати $\varphi = \pi + \Delta\varphi = \pi - \pi = 0$, отже, на цій частоті зв'язок з негативного перейде у позитивний.

Таким чином, на деякій частоті виконється одна з умов самозбудження: умова фаз ($\varphi = 0$), зв'язок стає позитивним. Для того, щоб підсилювач зі зворотним зв'язком перейшов у режим генерації, має бути виконана також умова амплітуд: петльове підсилення $BK_{ОП} = 1$. Якщо обидві умови самозбудження будуть виконані, пристрій перетвориться у генератор, а всі його характеристики погіршаться.

Оскільки працездатність ОП визначається його стійкістю, то забезпечення стійкості – одне з основних завдань при розробці операційних підсилювачів.

Для забезпечення стійкості необхідно, щоб на тих частотах, де виконувється умова амплітуд ($BK_{\text{ОП}} > 1$), не виконувалася умова фаз. А на тих частотах, де виконувється умова фаз ($\Delta\varphi \geq -\pi$), не повинна виконуватися умова амплітуд. Стійкість повинна забезпечуватися з певним запасом.

Для забезпечення стійкості операційних підсилювачів використовують як внутрішню, так і зовнішню корекції. Внутрішня корекція ОП виконується у процесі виробництва шляхом підключення невеликої ємності до певних точок у схемі. Ця ємність зменшує частоту першого зрізу АЧХ, що забезпечує стійкість ОП. Перевагою операційних підсилювачів з внутрішньою корекцією є простота їх використання, оскільки вони будуть стійкі за будь-яких параметрів петлі зворотного зв'язку. Їх суттєвий недолік полягає у тому, що смуга пропускання пристрою з негативним зворотним зв'язком буде невеликою.

Кола зовнішньої корекції підключаються до спеціальних виводів операційного підсилювача (FC) (рис. 1.9). У цьому випадку зовнішні елементи можна підібрати з умови оптимальної роботи схеми. Такий підбір дозволяє отримати більш широку смугу пропускання пристрою.

Для апроксимації АЧХ операційного підсилювача можна використовувати одну постійну часу – максимальну. У цьому випадку АЧХ операційного підсилювача, яка побудована у логарифмічному масштабі за обома осями, буде мати вигляд, наведений на рис. 1.9.

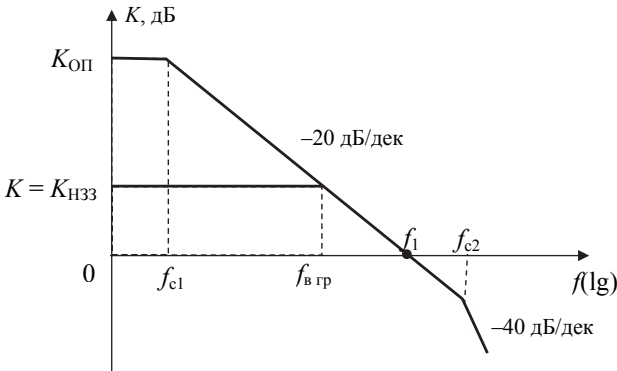


Рис. 1.9 – АЧХ операційного підсилювача

На цьому малюнку зазначено дві частоти зрізу ОП:

$$1$$

$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{вmax}}}$ – частота зрізу каскаду з максимальною постійною часу (як правило, проміжного); f_{c2} – частота зрізу іншого каскаду з меншою постійною часу; частота зрізу третього каскаду f_{c3} тут не відображена, так як вона не визначає стійкість ОП. На АЧХ зазначений спад характеристики на різних ділянках.

АЧХ операційного підсилювача можна апроксимувати кусково-лінійною лінією, частоти зламів визначаються значеннями постійних часу каскадів ОП. Смугу пропускання ОП без зворотного зв'язку визначає частота зрізу $f_{c1} = f_{c \text{ ОП}} = f_{\text{в гр ОП}}$. Значення частоти $f_{c \text{ ОП}}$ становить десятки герц.

Параметром операційного підсилювача є частота одиничного підсилення f_1 , на якій модуль коефіцієнта підсилення ОП без зворотного зв'язку дорівнює одиниці ($K_{\text{ОП}} = 1$, $K_{\text{ОП дБ}} = 0$ дБ). У сучасних операційних підсилювачів частота одиничного підсилення має порядок декількох мегагерц ($f_1 \approx (1 \dots 10)$ МГц).

При уведенні негативного зворотного зв'язку коефіцієнт підсилення зменшується, смуга пропускання при цьому розширюється. На рис. 1.9 показано АЧХ підсилювача з негативним зворотним зв'язком. З рис. 1.9 видно, що у скільки разів зменшується коефіцієнт підсилення за рахунок уведення негативного зворотного зв'язку, у стільки ж разів розширюється смуга пропускання пристрою.

Значення частоти різку ОП можна визначити за формулою

$$f_{\text{с ОП}} \approx \frac{f_1}{K_{\text{ОП}}}, \quad (1.21)$$

значення граничної частоти підсилювача з негативним зворотним зв'язком можна визначити за формулою

$$f_{\text{в гр}} \approx \frac{f_1}{K_{\text{НЗЗ}}}, \quad (1.22)$$

відношення цих частот відповідно до формул (1.21) і (1.22) дорівнюватиме

$$\frac{f_{\text{в гр}}}{f_{\text{с ОП}}} \approx \frac{K_{\text{ОП}}}{K_{\text{НЗЗ}}}. \quad (1.23)$$

У формулах (1.21), (1.22) і (1.23) коефіцієнти підсилення використовуються у безрозмірних величинах.

Далі коефіцієнт підсилення пристрою з негативним ЗЗ буде позначатися $K = K_{\text{НЗЗ}}$.

Приклад. Частота одиничного підсилення операційного підсилювача дорівнює $f_1 = 4$ МГц, коефіцієнт підсилення ОП $K_{\text{ОП}} = 10^5$ ($K_{\text{ОП, дБ}} = 100$ дБ). Коефіцієнт підсилення підсилювача з негативним зворотним зв'язком дорівнює $K = 10$ ($K_{\text{дБ}} = 20$ дБ). Визначимо значення частоти різку ОП

$$f_{\text{с ОП}} \approx \frac{4 \cdot 10^6}{10^5} = 40 \text{ Гц},$$

і смуги пропускання підсилювача з негативним зворотним зв'язком

$$f_{\text{в гр}} \approx \frac{4 \cdot 10^6}{10} = 400 \text{ кГц}.$$

Таким чином, отримали широкосмуговий пристрій із заданим коефіцієнтом підсилення. При збільшенні K смуга $f_{\text{в гр}}$ відповідно формулі (1.22) буде зменшуватися.

Наведені вище залежності справедливі тільки у тому випадку, якщо частота $f_{\text{с2}}$, що відповідає другій точці зламу АЧХ операційного підсилювача, значно більша смуги пропускання підсилювача з негативним зворотним зв'язком, а також більша частоти одиничного підсилення, як показано на рис. 1.9: $f_{\text{с2}} \gg f_{\text{в гр}}$, $f_{\text{с2}} > f_1$.

1.6. Диференціальний підсилювач

Як впливає зі структурної схеми ОП (рис. 1.4), його вхідним каскадом є диференціальний підсилювач.

Диференціальний підсилювач (ДП) широко застосовується як в аналогових інтегральних мікросхемах, так і у схемах на дискретних елементах. ДП має два симетричних входи: вх. 1 і вх. 2, і підсилює різницю двох вхідних напруг (диференціальну напругу)

$$U_{\text{вх д}} = U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}. \quad (1.24)$$

Звідси пішла назва цього типу підсилювача – диференціальний. При цьому вихідне коло може бути як симетричним, так і несиметричним.

1.6.1. Диференціальний підсилювач з резистивним навантаженням

Схему диференціального підсилювача на біполярних транзисторах наведено на рис. 1.10. У схемі рис. 1.10. використано симетричне живлення: $|E_{\text{ж1}}| = |E_{\text{ж2}}| = |E_{\text{ж}}|$. ДП складається з двох однакових (симетричних) плечей, кожне з яких представляє собою підсилювальний каскад. Обидва транзистора працюють в активному режимі. У спільному емітерному колі транзисторів $VT1$ і $VT2$ діє генератор стабільного струму I_0 (ГСС).

Вихідна диференціальна напруга на симетричному виході дорівнює різниці колекторних потенціалів

$$U_{\text{вих д}} = U_{\text{к2}} - U_{\text{к1}}. \quad (1.25)$$

При такому визначенні $U_{\text{вх д}}$ (формула 1.24 і $U_{\text{вих д}}$ (формула 1.25) фази цих напруг збігаються: при збільшенні $U_{\text{вх д}}$ збільшується також $U_{\text{вих д}}$, при зменшенні $U_{\text{вх д}}$ зменшується також $U_{\text{вих д}}$.

В основі диференціального підсилювача лежить ідеальна симетрія обох плечей, тобто ідентичність параметрів транзисторів $VT1$ і $VT2$ та рівність колекторних опорів $R_{\text{к1}} = R_{\text{к2}} = R_{\text{к}}$. Використання джерела струму I_0 забезпечує стабільність робочої точки (точки спокою):

$$I_{\text{к1}} = I_{\text{к2}} = \frac{I_0}{2}, \quad (1.26)$$

$$U_{\text{к1}} = U_{\text{к2}} = U_{\text{к0}}. \quad (1.27)$$

За відсутності вхідних сигналів колекторні струми й колекторні потенціали будуть однаковими, а вихідна диференціальна напруга дорівнюватиме нулю.

На рис. 1.11 наведені залежності струмів $I_{\text{к1}}$ й $I_{\text{к2}}$ від напруги $U_{\text{вх д}}$.

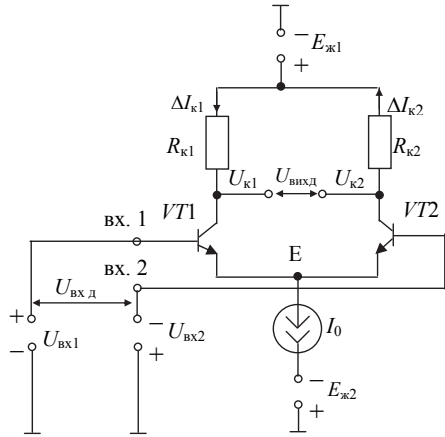


Рис. 1.10 – Диференціальний підсилювач на біполярних транзисторах

З рис. 1.11 видно, що, якщо напруга $U_{\text{вх д}}$ змінюється в ту або іншу сторону відносно нульового потенціалу, все більший струм протікає через один транзистор і все менший – через інший. Сума струмів залишається постійною

$$I_{\text{к1}} + I_{\text{к2}} = I_0 = \text{const.} \quad (1.28)$$

Як випливає з рис. 1.11, передавальна характеристика ДП є нелінійною, тобто ДП є нелінійним пристроєм, як і звичайний підсилювач зі спільним емітером. Однак, у деякій обмеженій області передавальної характеристики залежності між

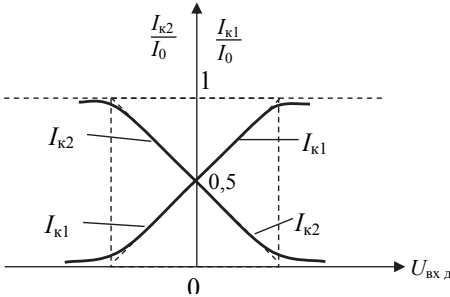


Рис. 1.11 – Передавальна характеристика диференціального підсилювача

струмами і вхідною диференціальною напругою $I_{\text{к1}}(U_{\text{вх д}})$ і $I_{\text{к2}}(U_{\text{вх д}})$, можна вважати приблизно лінійними. Отже, при підсиленні сигналів *малої амплітуди* ДП можна вважати практично лінійним пристроєм.

У силу симетрії схеми нульове значення $U_{\text{вих д}}$ зберігається при одночасній й однаковій зміні струмів у обох плечах, якими б причинами така зміна не викликала. Значить, *в ідеальному ДП дрейф вихідної напруги відсутній*, хоча у кожному з плечей він може бути порівняно великим.

Подамо на бази транзисторів $VT1$ і $VT2$ *синфазні сигнали* ($U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$). Якщо джерело струму I_0 ідеальне, то під дією вхідних синфазних сигналів струми колекторів транзисторів не зміняться, оскільки їхня сума $I_{\text{к1}} + I_{\text{к2}} = I_0 = \text{const}$, і струми не можуть одночасно або збільшуватися, або зменшуватися. Отже, не зміняться колекторні потенціали ($U_{\text{к1}} = U_{\text{к2}} = \text{const}$) і вихідна диференціальна напруга дорівнюватиме нулю: $U_{\text{вих д}} = U_{\text{к2}} - U_{\text{к1}} = 0$. Значить, *ідеальний ДП не підсилює синфазні вхідні сигнали і пригальмує синфазні завади*.

Розглянемо вплив на ДП двох напруг однакових значень, але протилежних за знаками (*протифазних сигналів*), як показано на рис. 1.10,

$$U_{\text{вх1}} = -U_{\text{вх2}} = |U_{\text{вх}}|. \quad (1.29)$$

Відповідно прирощення колекторних струмів і колекторних потенціалів у плечах ДП будуть однаковими за значеннями, але різні за знаком: $\Delta I_{\text{к1}} = -\Delta I_{\text{к2}}$, $\Delta U_{\text{к2}} = -\Delta U_{\text{к1}}$. При цьому сума колекторних струмів залишиться незмінною:

$$I_{\text{к1}} + \Delta I_{\text{к1}} + I_{\text{к2}} - \Delta I_{\text{к2}} = I_0 = \text{const},$$

вважаючи, що $I_{\text{е1}} \approx I_{\text{к1}}$, $I_{\text{е2}} \approx I_{\text{к2}}$, якщо $h_{21\text{е1}} \gg 1$, $h_{21\text{е2}} \gg 1$.

У результаті з'явиться *вихідна диференціальна напруга*, рівна

$$U_{\text{вих д}} = \Delta U_{\text{к2}} - \Delta U_{\text{к1}} = 2|\Delta U_{\text{к1}}|. \quad (1.30)$$

На рис. 1.10 показано напруги збільшення струмів $I_{\text{к1}}$ й $\Delta I_{\text{к2}}$ в ДП при подачі протифазних вхідних сигналів.

Значить, *ідеальний ДП підсилює тільки диференціальний (різницевий) сигнал*.

Оскільки диференціальний вхідний сигнал ділиться порівну між емітерними переходами транзисторів $VT1$ і $VT2$ ($U_{\text{бe1}} = U_{\text{вх1}}$, $U_{\text{бe2}} = U_{\text{вх2}}$), потенціал середньої точки, тобто потенціал емітерів $U_{\text{е}}$ залишається незмінним. Отже, при аналізі ди-

ференціального вхідного сигналу можна вважати точку E (рис. 1.10) з'єднаною з корпусом для *змінних складових*, а кожне плече ДП розглядати як каскад зі спільним емітером. Будь-яку комбінацію вхідних сигналів можна подати у вигляді суми синфазної та диференціальної складових

$$U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}c} + \frac{1}{2} U_{\text{вх}д}, \quad (1.31)$$

$$U_{\text{вх}2} = U_{\text{вх}c} - \frac{1}{2} U_{\text{вх}д}. \quad (1.32)$$

Зручність такого подання полягає у тому, що дію кожної зі складових можна аналізувати окремо, скориставшись принципом суперпозиції, так як ДП працює в лінійному режимі. З рівнянь (1.31) і (1.32) знайдемо синфазну та диференціальну складові вхідного сигналу

$$U_{\text{вх}c} = \frac{1}{2} (U_{\text{вх}1} + U_{\text{вх}2}), \quad (1.33)$$

$$U_{\text{вх}д} = U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2}. \quad (1.34)$$

Здатність ДП розрізняти (за входом) малі диференціальні сигнали на фоні великих синфазних завад є однією з найважливіших характеристик диференціальних підсилювачів. Важливу роль у роботі ДП відіграє стала струму I_0 .

Використання двох джерел живлення ($\pm E_{ж}$) дозволяє легко підібрати режим роботи транзисторів ДП і отримати нульовий потенціал на базах транзисторів V_{T1} і V_{T2} відносно спільного виводу.

Робота диференціальних підсилювачів заснована на ідентичності його плечей, тому ДП і схеми, які використовують їх (наприклад, операційні підсилювачі), широко застосовуються в інтегральних мікросхемах. Тільки в інтегральних мікросхемах, де елементи розташовані один від одного на відстанях десятків мікрон, можна забезпечити ідентичність параметрів елементів схеми, температурний коефіцієнтів і симетрію. Крім того, в мікроелектроніці не критична кількість елементів, що сприяють підвищенню якості схеми.

Основним параметром диференціального підсилювача є коефіцієнт підсилення диференціального сигналу

$$K_{\text{ДП}} = \frac{U_{\text{вих}д}}{U_{\text{вх}д}}. \quad (1.35)$$

В ідеальному ДП кожне плече можна розглядати як каскад зі СЕ. Згідно з формулою (1.24)

$$U_{\text{вх}д} = U_{\text{вх}1} - U_{\text{вх}2},$$

тому при протифазних вхідних сигналах

$$U_{\text{вх}2} = -U_{\text{вх}1}, |U_{\text{вх}2}| = |U_{\text{вх}1}| = U_{\text{вх}},$$

вхідна диференціальна напруга буде дорівнювати

$$U_{\text{вх}д} = 2U_{\text{вх}}. \quad (1.36)$$

Вихідна напруга кожного плеча з урахуванням інверсії сигналів дорівнюватиме

$$U_{\text{вих}1} = -KU_{\text{вх}1} = -KU_{\text{вх}},$$

$$U_{\text{вих}2} = KU_{\text{вх}2} = KU_{\text{вх}}.$$

Диференціальна вихідна напруга згідно з формулою (1.30) дорівнюватиме

$$U_{\text{вих}д} = U_{\text{вих}2} - U_{\text{вих}1} = 2KU_{\text{вх}}. \quad (1.37)$$

Тоді, відповідно до виразу (1.35), коефіцієнт підсилення ДП буде рівний коефіцієнту підсилення окремого плеча

$$K_{ДП} = \frac{2KU_{ВХ}}{2U_{ВХ}} = K = h_{21e} \frac{R_k}{h_{11e}}, \quad (1.38)$$

якщо вважати, що $R_n \gg R_k$, а внутрішній опір джерела сигналу $R_r \ll h_{11e}$, де h_{11e} – вхідний опір транзистора для сигналу. Як правило, ці нерівності можна виконати. Коефіцієнт підсилення ДП на біполярних транзисторах становить кілька сотень.

Вихід ДП може бути *несиметричним*, коли вихідна напруга знімається з колектора кожного або одного транзистора $VT1$ і $VT2$. У цьому випадку напруги на колекторах будуть рівні, але протилежні за знаками.

Коефіцієнти підсилення за кожним виходом будуть рівні:

$$K_{ДП1} = \frac{U_{ВХ1}}{U_{ВХД}} = -\frac{1}{2} h_{21e} \frac{R_k}{h_{11e}}, \quad (1.39)$$

$$K_{ДП2} = \frac{U_{ВХ2}}{U_{ВХД}} = \frac{1}{2} h_{21e} \frac{R_k}{h_{11e}}. \quad (1.40)$$

Знак мінус у формулі (1.39) свідчить про зсув фаз вихідної напруги $U_{ВХ1}$ відносно вхідного диференціального сигналу, який визначається за формулою (1.24).

Диференціальні підсилювачі на польових транзисторах в принципі працюють так само, як і ДП на біполярних транзисторах. Перевагами ДП на польових транзисторах є дуже високий вхідний опір (порядка $10^9 \dots 10^{12}$ Ом) і дуже маленький вхідний струм зміщення (порядка $10^{-9} \dots 10^{-12}$ А). До недоліків ДП на польових транзисторах можна віднести досить малий коефіцієнт підсилення напруги внаслідок малої крутизни (передавальної провідності) транзистора.

Схему ДП на польових транзисторах з управляючим *p-n*-переходом наведено на рис. 1.12, на МОН – польових транзисторах з індукованим каналом – на рис. 1.13.

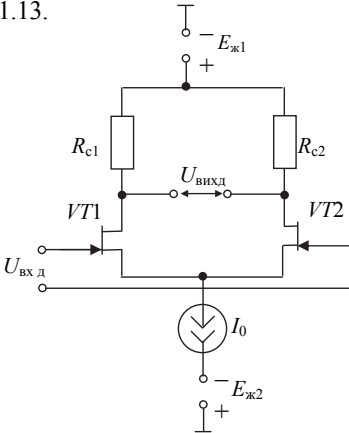


Рис. 1.12 – Диференціальний підсилювач на польових транзисторах з управляючим *p-n*-переходом

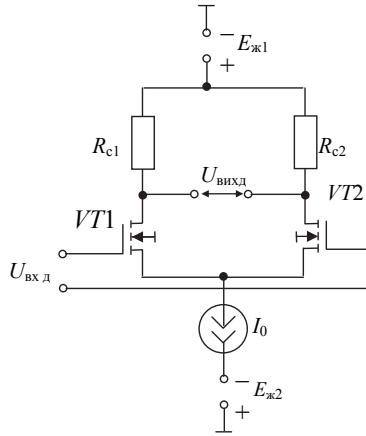


Рис. 1.13 – Диференціальний підсилювач на МОН польових транзисторах з індукованим каналом

1.6.2. Диференціальний підсилювач з динамічним навантаженням

Як випливає з формули (1.38), для підвищення коефіцієнта підсилення диференціального підсилювача насамперед необхідно збільшувати опір колекторного навантаження R_k .

Використання мікрорежиму в інтегральних мікросхемах, тобто зменшення струмів колекторів I_{k1} і I_{k2} , дозволяє суттєво збільшити вхідний опір диференціального підсилювача, але не змінює коефіцієнта підсилення. У цьому режимі для отримання значного коефіцієнта підсилення потрібен дуже великий опір $R_k \approx 1$ МОм. Однак такий великий опір R_k має низку істотних недоліків, особливо в інтегральних ДП.

1) В інтегральних мікросхемах площа, яка необхідна під резистор, приблизно пропорційна його опорі, тому резистор з великим опором займає надто багато місця на кристалі.

2) У великого резистора значна паразитна ємність, яка призводить до збільшення постійної часу в області верхніх частот τ_v і погіршення частотних властивостей диференціального підсилювача.

3) При збільшенні R_k збільшується падіння напруги на ньому $I_k R_k$. Для отримання необхідної напруги $U_{ке}$ потрібно збільшувати напругу живлення:

$$E_{ж1} = U_{ке1} + I_{k1}R_{k1} = U_{ке2} + I_{k2}R_{k2}.$$

Тому в інтегральних ДП використовують динамічні навантаження. У якості динамічного навантаження використовують динамічний опір транзистора, тобто опір транзистора для змінних складових. Великий динамічний опір має закритий колекторний перехід біполярного транзистора в активному режимі роботи.

Одну зі схем диференціального підсилювача з динамічним навантаженням наведено на рис. 1.14. В якості динамічного навантаження у цій схемі використаний генератор стабільного струму, виконаний на транзисторах $VT1$ і $VT3$. Такий генератор стабільного струму називають також "струмовим дзеркалом".

У схемі рис. 1.14 вихідна напруга знімається тільки з одного плеча диференціального підсилювача, але схема струмового дзеркала припускає підключення навантаження до ДП з обох сторін.

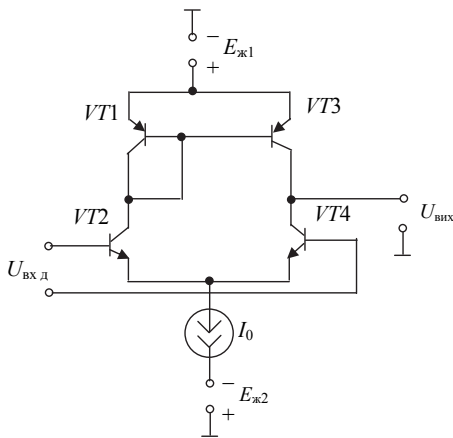


Рис. 1.14 – Диференціальний підсилювач з динамічним навантаженням

У схемі рис. 1.14 транзистори $VT2$ й $VT4$ навантажені на динамічні опори колектор – емітер ($r_{ке} = \frac{\Delta U_{ке}}{\Delta I_k}$) транзисторів $VT1$ і $VT3$, які можуть бути рівні

(10...20) МОм. Це дозволяє отримати дуже великий коефіцієнт підсилення напруги ДП. Незважаючи на великий динамічний опір $r_{ке}$ падіння постійної напруги на динамічному навантаженні кожного плеча ДП складає всього $U_{ce} \approx (0,6...0,7)$ В. Якби у схемі ДП використовувався звичайний резистор (рис. 1.10) $R_k = 10$ МОм, то навіть при струмі колектора $I_k = 10$ мкА падіння напруги на ньому дорівнювало б: $U_{R_k} = I_k R_k = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^6 = 100$ В, величезне значення. Крім того, такий резистор ($R_k = 10$ МОм) займав би значну площу на кристалі інтегральної мікросхеми, а пов'язана з ним паразитна ємність була б неприпустимо великою. Значна постійна часу резистивного навантаження $\tau_n = R_k C_{пар}$ призвела б до суттєвого погіршення частотних характеристик ДП.

Аналогічно можна виконати диференціальний підсилювач на польовому транзисторі з динамічним навантаженням, як показано на рис. 1.15.

У схемі рис. 1.15 динамічні навантаження ДП виконані на польових транзисторах $VT1$ і $VT3$ у діодному включенні, використовуються динамічні опори стік –

витік ($r_{си} = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c}$) транзисторів $VT1$ і $VT3$,

які можуть дорівнювати десятки мегом.

1.7. Кола живлення аналогових інтегральних мікросхем

В інтегральних мікросхемах (ІМС) велике значення набуває стабілізація рівнів струмів і напруг, що визначають режим роботи транзисторів за постійним струмом. Це зумовлено тим, що будь-яка довільна зміна режиму роботи транзистора сприймається на виході ІМС як корисний сигнал. З цієї причини в ІМС використовують стабілізатори напруги і струму, виконані на транзисторах.

На рис. 1.16 наведені *схеми стабілізаторів напруги*, виконані на біполярних транзисторах. Перевага віддається транзисторам $n-p-n$ типу, так як біполярні транзистори $p-n-p$ типу із задовільними параметрами у складі мікросхем реалізувати важко.

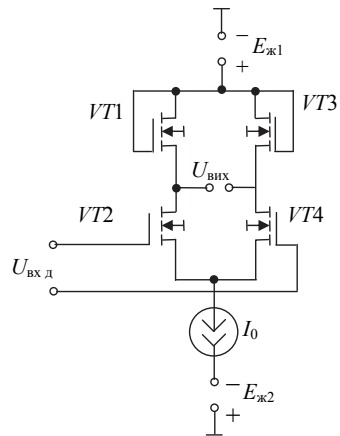


Рис. 1.15 – Диференціальний підсилювач на МОН польових транзисторах з динамічним навантаженням

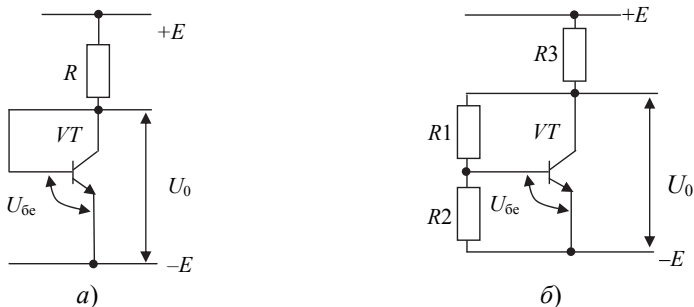


Рис. 1.16 – Схеми стабілізації напруги: а) з діодною стабілізацією; б) з діодною стабілізацією й негативним зворотним зв'язком

На рис. 1.16, а наведено схему стабілізатора напруги, в якому в якості стабілізуючого діода використовується біполярний транзистор у діодному включенні (база з'єднана з колектором). У цій схемі напруга $U_0 = U_{6e}$. Схема має негативний температурний коефіцієнт $\Delta U_0/T^\circ = -2 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$. Можна послідовно з'єднати n транзисторів у діодному включенні, при цьому $U_0 = nU_{6e}$.

Для отримання довольного значення напруги U_0 можна використати у схемі паралельний негативний зворотний зв'язок (рис. 1.16, б), за якого

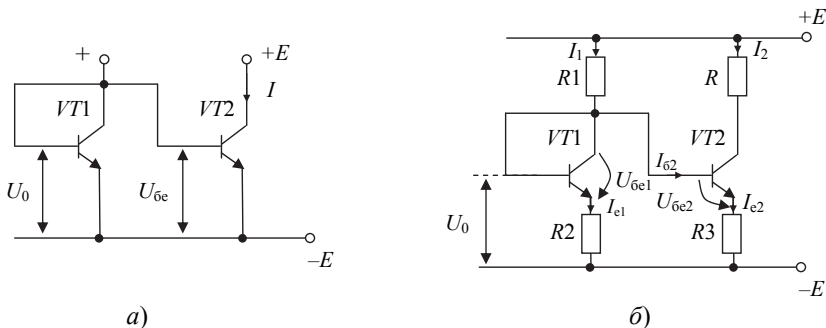
$$U_0 = U_{6e} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

і негативний температурний коефіцієнт

$$\frac{\Delta U_0}{T^\circ} = \frac{\Delta U_{6e}}{T^\circ} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right).$$

Отже, змінюючи відношення опорів $\frac{R_1}{R_2}$, можна змінювати U_0 і $\frac{\Delta U_0}{T^\circ}$. Застосовуючи схеми рис. 1.16, можна забезпечити температурну компенсацію в ІМС.

Для стабілізації струму в ІМС використовують спеціальні схеми, які називають *генераторами стабільного струму* (ГСС), як показано на рис. 1.10...1.15. Схеми генераторів стабільного струму наведено на рис. 1.17.



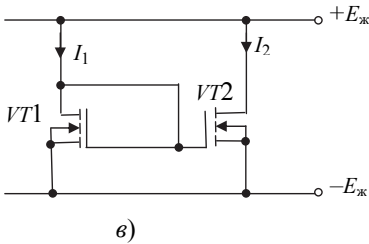


Рис. 1.17 – Схеми генераторів стабільного струму: а) на біполярних транзисторах; б) відбивач струму; в) на польових транзисторах

Найпростіша схема ГСС на біполярних транзисторах (рис. 1.17, а) складається з двох ідентичних транзисторів $VT1$ і $VT2$ з безпосереднім зв'язком. Транзистор $VT1$ має діодне включення і є елементом термокомпенсації у колі зміщення транзистора $VT2$. Підвищення температури викликає зменшення опору діода $VT1$ і, як результат, зменшення прямої напруги на ньому U_0 . Так як напруга $U_{\text{бe}} = U_0$, напруга зміщення на транзисторі $VT2$ також зменшується. При цьому зростання струму колектора I буде компенсуватися, тобто струм I буде стабілізуватися. У мікросхемному виконанні схеми рис. 1.17, а можна отримати практично повну компенсацію зміни струму I при зміні температури, тобто отримати $I \approx \text{const}$.

На рис. 1.17, б наведено схему ГСС, в літературі вона названа *відбивачем струму* (або *струмовим дзеркалом*). Розглянемо принцип роботи цієї схеми. З рис. 1.17, б випливає, що

$$U_0 = U_{\text{бe1}} + I_{\text{e1}} \cdot R_2 = U_{\text{бe2}} + I_{\text{e2}} \cdot R_3. \quad (1.41)$$

Якщо знехтувати для простоти малим струмом I_{e2} , то $I_{\text{e1}} = I_1$, $I_{\text{e2}} = I_2$. Тоді з рівняння (1.41) отримаємо

$$I_2 = I_1 \frac{R_2}{R_3}. \quad (1.42)$$

Якщо виконати опори R_2 і R_3 рівними ($R_2 = R_3$), а транзистори $VT1$ і $VT2$ ідентичними (що легко реалізувати в ІМС), то з формули (1.42) випливає $I_2 = I_1$. Таким чином, у схемі рис. 1.17, б вихідний струм I_2 у навантаженні R повторює або *відображає* вхідний струм I_1 , що і визначає назву цієї схеми.

На рис. 1.17, в наведено схему ГСС на польових транзисторах з індукованим каналом $VT1$ і $VT2$. Транзистор $VT1$ має діодне включення і є елементом термокомпенсації у колі транзистора $VT2$ (аналогічно схемі рис. 1.17, а). Цю схему також називають *струмовим дзеркалом*.

Генератор стабільного струму, виконаний за схемою рис. 1.17, б, за своїми параметрами близький до ідеального генератора струму, який повинен мати внутрішній опір, рівний нескінченності. Динамічний вихідний опір ГСС, виконаного за схемою рис. 1.17, б, виходить більшим, тому що в цій схемі використовується високий вихідний опір транзистора $VT2$ і негативний зворотний зв'язок за струмом, що утворюється на резисторі R_3 , який також збільшує вихідний опір схеми.

Як приклад використання відбивача струму в ІМС на рис. 1.18 наведено схему диференціального підсилювача постійного струму.

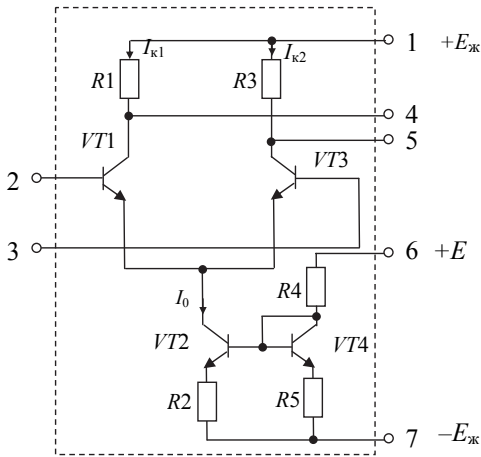


Рис. 1.17 – Диференціальний підсилювач постійного струму

Такий підсилювач має два входи (виводи 2 і 3) і призначений для одержання вихідної напруги (виводи 4 і 5), пропорційної лише різниці потенціалів на входах 2 і 3. Опори R_1 і R_3 виконані рівними ($R_1 = R_3$), транзистори $VT1$ і $VT3$ – ідентичними. За відсутності вхідного сигналу або подачі синфазних сигналів на обидва входи вихідна напруга дорівнює нулю.

Для стабілізації струму $I_0 = I_{к1} + I_{к2} = \text{const}$ до спільного емітерного проводу транзисторів $VT1$ і $VT3$ включений генератор стабільного струму (ГСС). ГСС виконаний за схемою рис. 1.17, б (відбивач струму) і складається з транзисторів $VT2$, $VT4$ і резисторів R_2 , R_4 , R_5 . Транзистор $VT4$ використовується у діодному включенні. Режим роботи транзистора $VT2$ визначається резистором R_2 і ділянкою напруги, що складається з резисторів R_4 , R_5 і транзистора $VT4$. Всі транзистори працюють у режимі A .

Для термокомпенсації струму I_0 використовується транзистор $VT4$ у діодному включенні, гарна термокомпенсація забезпечується ідентичністю параметрів транзисторів $VT2$ і $VT4$. Транзистор $VT2$ охоплений послідовним негативним зворотним зв'язком як для пристрою постійного струму, так і за сигналом, який утворюється на резисторі R_2 . Це також дозволяє збільшити стабільність струму I_0 і збільшити динамічний (внутрішній) опір ГСС, тобто наблизити його параметри до ідеального генератору струму.

У ІМС для вирівнювання потенціалів використовують схеми зсуву рівня, які представлені на рис. 1.19.

Обидві схеми рис. 1.19 являють собою емітерні повторювачі. Подібні схеми можуть бути виконані і на польових транзисторах. Емітерний та стоковий повторювачі повторюють корисний сигнал з незначним послабленням корисного сигналу.

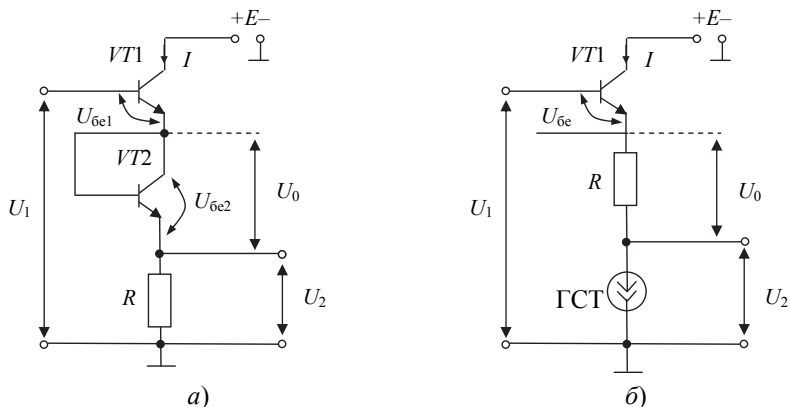


Рис. 1.19 – Схеми зсува рівня постійного потенціалу униз:
 а) з діодною стабілізацією; б) з генератором стабільного струму

У схемі рис. 1.19, а використано стабілізатор напруги U_0 , виконаний за схемою рис. 1.16, а. Транзистор $VT2$ використовується у діодному включенні і має маленький опір для сигналу, а постійна напруга на ньому $U_0 = U_{\text{бе}2} = 0,7$ В. Тому напруга на опорі R дорівнюватиме

$$U_2 = U_1 - U_{\text{бе}1} - U_0 = U_1 - 2U_{\text{бе}},$$

якщо транзистори $VT1$ і $VT2$ мають ідентичні характеристики. Якщо необхідно отримати менше значення U_2 , число діодів необхідно збільшити. Однак схема рис. 1.19, а має низьку температурну стабільність.

Універсальна схема зсуву рівня, яку частіше використовують у ІМС, представлена на рис. 1.19, б. У цій схемі струм $I = \text{const}$, значення якого задає генератор стабільного струму (ГСТ), тоді співвідношення між вхідним і вихідним рівнями задане рівнянням

$$U_2 = U_1 - U_{\text{бе}} - IR.$$

Задаючи значення I і R , можна забезпечити будь-який зсув рівня.

Коефіцієнт передачі змінної складової у схемі рис. 1.19, б залежить, у першу чергу, від внутрішнього опору джерела струму (ГСТ) R_i . Якщо $R_i \rightarrow \infty$, то $K = 1$ незалежно від структури емітерного і базового кіл. У реальних схемах R_i велике, тому K близький до одиниці. За наявності опору навантаження R_n коефіцієнт передачі відповідно зменшується.

1.8. Схемотехніка операційних підсилювачів

Як показано на рис. 1.4, структурна схема операційного підсилювача складається з вхідного, проміжного та вихідного каскадів. Схемна реалізація операційних підсилювачів визначається як функціональними вимогами, так і вимогами до стійкості, стабільності, надійності, маси, габаритних розмірів, вартості та іншими показниками ОП.

Вхідні каскади

Вхідні каскади ОП виконуються за схемами диференціальних підсилювачів (ДП), але з різними модифікаціями. Особливості ДП інтегральних операційних підсилювачів зумовлені тим, що вхідний диференціальний підсилювач визначає точнісні показники ОП. Тому прагнуть зменшити вхідний струм $I_{вх}$, максимально збільшити вхідний опір $R_{вх}$, збільшити коефіцієнт підсилення $K_{ДП}$, знизити шуми й отримати високу стабільність показників ДП при змінах напруги живлення і температури. Всі ДП мають одну загальну властивість: збереження симетрії схеми, яка дозволяє отримати малі значення дрейфу, зсуву та інших параметрів ОП. Високий коефіцієнт підсилення вхідного диференціального підсилювача $K_{ДП}$ дозволяє обійтися в ОП двома каскадами підсилення напруги, що покращує стійкість роботи ОП при уведенні негативного зворотного зв'язку і спрощує корекцію АЧХ операційного підсилювача.

Збільшення $K_{ДП}$ досягається застосуванням в якості опору навантаження ДП динамічних опорів генераторів стабільного струму (ГСС), а також транзисторів *супер-бета*. Для збільшення вхідного опору ДП застосовують наступне: 1) складені транзистори, 2) транзистори супер-бета; 3) зменшують струми емітерів до одиниць мікроампер; 4) польові транзистори. Складені транзистори у вхідному каскаді ДП включають за чотирма основними схемами: схема загальний колектор – спільний емітер (СК-СЕ), схема Дарлінгтона, каскодна схема спільний емітер – спільна база (СЕ-СБ) і схема спільний колектор – спільна база (СК-СБ).

Проміжні каскади

За вхідним диференціальним підсилювачем в ОП слідує проміжний каскад, який повинен створити максимальне підсилення напруги і забезпечити зсув постійного потенціалу на виході ОП до потенціала корпусу. Таке велике підсилення напруги в одному каскаді можна отримати тільки завдяки використанню динамічного навантаження (ГСС). Тому в інтегральних ОП проміжні каскади виконуються з динамічними навантаженнями, їхні схеми можуть бути симетричними і несиметричними. В якості підсилювальних елементів у проміжних каскадах використовуються як одиночні транзистори, так і складені транзистори (пари Дарлінгтона).

Вихідні каскади

Вихідний каскад ОП повинен забезпечити мінімальний вихідний опір, тому в якості вихідних каскадів ОП використовуються двотактні емітерні або істокові повторювачі, які працюють в режимі *AB*, що дозволяє підвищити ККД операційного підсилювача.

Двотактні емітерні повторювачі ОП реалізуються найчастіше на комплементарних парах біполярних транзисторів з двома джерелами живлення. Вихід-

ні каскади ОП виконуються як на одиночних комплементарних парах транзисторів, так і на комплементарних парах на основі складених транзисторів.

У вихідних каскадах ОП вводиться внутрішній захист вихідних транзисторів від перевантаження і короткого замикання.

На рис. 1.20 як приклад наведена схема двотактного емітерного повторювача, яка використовується як вихідний каскад ОП.

У схемі рис. 1.20 у передвихідному каскаді використаний ГСС, виконаний на транзисторах $VT1$, $VT2$ і резисторах R_1 , R_2 , R_7 (схема аналогічна рис. 1.17, б).

ГСС задає струм спокою транзистора передвихідного каскаду $VT4$ і одночасно забезпечує високий опір навантаження змінному струму транзистора $VT4$, а, значить, його великий коефіцієнт підсилення і високий ККД вихідного каскаду.

Елементи $VT3$, R_5 і R_6 служать для подачі змищення й стабілізації режиму транзисторів $VT5$ і $VT6$ вихідного каскаду (схема аналогічна рис. 1.16, б). У цій схемі напруга зсуву на транзисторах $VT5$ і $VT6$ дорівнює їх сумі і розраховується за формулою

$$U_{зм} = U_{бeVT3} \left(1 + \frac{R_5}{R_6} \right).$$

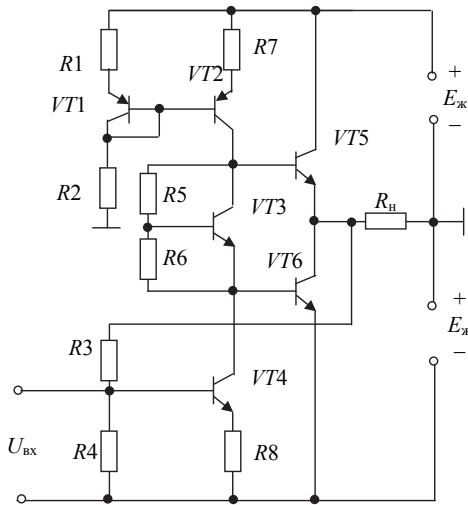


Рис. 1.20 – Двотактний емітерний повторювач

Розрахунок основних енергетичних показників двотактних безтрансформаторних вихідних каскадів виконують в цілому за методикою розрахунку двотактних трансформаторних каскадів. Вихідними даними для розрахунку є необхідна потужність сигналу у навантаженні $P_{вих}$ при заданому опорі навантаження $R_{н.}$ У режимі В розрахунок проводять для одного плеча, тому опір навантаження плеча дорівнює $R_{н-пл} = R_{н.}$

Операційні підсилювачі

Щоб мати повне уявлення про складність інтегрального операційного підсилювача, на рис. 1.21 наведено схему операційного підсилювача другого покоління K140УД7. Сучасні ОП мають структуру набагато складнішу, ніж представлена на рис. 1.21.

Розглянемо принцип роботи операційного підсилювача рис. 1.21.

Вхідні транзистори $VT1$ і $VT6$ включені за схемою СК, а транзистори $VT2$ і $VT7$ – з СБ. Ця схема включення (СК-СБ) високочастотна, має великий вхідний опір і малу вхідну ємність. Вхідний ДП має симетричний вхід і несиметричний вихід. З колектора $VT7$ сигнал надходить на вхід проміжного каскаду підсилення $VT14$. Підсилення ДП при несиметричному виході не зменшується через використання в якості динамічного навантаження ГСС на транзисторах $VT3$, $VT4$, $VT8$. Базові струми транзисторів $VT3$ і $VT8$ задаються транзистором $VT4$ і резисторами R_1 , R_2 , R_3 . В емітери $VT3$ і $VT8$ можна включати резистори балансування нуля.

Коло зсуву на транзисторах $VT11$, $VT12$ і резисторі R_5 задає опорний струм для ГСС на транзисторі $VT10$ і для ГСС у наступному каскаді проміжного підсилення. Струм ГСС на транзисторі $VT10$ визначає струми баз транзисторів $VT2$ і $VT7$ і колектора $VT9$.

ГСС на транзисторах $VT5$ і $VT9$ задають струми плечей ДП, причому $VT9$ є «дзеркалом струму» для $VT5$. Генератори стабільного струму на $VT5$, $VT9$ і $VT10$ окрім установки струмів колекторів транзисторів $VT1$ і $VT6$ забезпечують негативний зворотний зв'язок для синфазних сигналів і синфазних завад, збільшуючи тим самим коефіцієнт ослаблення синфазних вхідних напруг $K_{oc,ef}$ всього ОП.

У проміжному каскаді сигнал на базу $VT14$ надходить з виходу ДП (з колектора транзистора $VT7$). Транзистор $VT14$ включений за схемою із СК, щоб вхідний опір проміжного каскаду не шунтував динамічний опір навантаження ДП, чим досягається значне підсилення вхідного диференціального підсилювача. Транзистор $VT16$ включений за схемою із СЕ. Навантаженням цього транзистора служить великий динамічний опір ГСТ на транзисторі $VT15$ (використовується нижній колектор двоколекторного $VT15$). В результаті цього проміжний каскад також забезпечує велике підсилення. Базовий струм транзистора $VT15$ задається транзистором $VT11$, оскільки $VT11$ і $VT15$ утворюють «струмове дзеркало». За допомогою конденсатора C_1 здійснюється внутрішня корекція АЧХ операційного підсилювача. Щоб не зменшувати підсилення проміжного каскаду, до його виходу підключається емітерний повторювач на транзисторі $VT18$ з великим вхідним опором. Для цього використовується верхній емітер двоемітерного транзистора $VT18$. Навантаженням зазначеного повторювача служить паралельне з'єднання динамічного опору ГСС на транзисторі $VT15$ (використовується верхній колектор) і вхідного опору вихідного каскаду: двотактного емітерного повторювача на транзисторах $VT23$ і $VT24$.

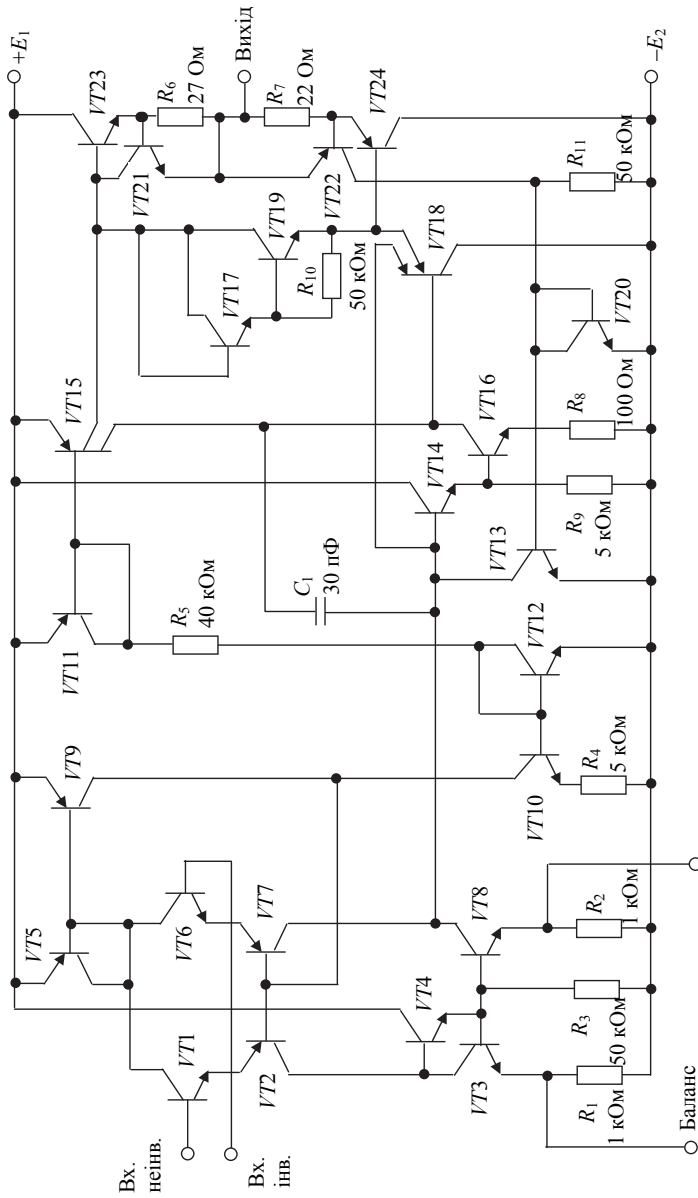


Рис. 1.21 – Схема операційного підсилювача К140УД7

Повторювач на $VT18$ є ведучим каскадом для двотактного вихідного каскаду. Наявність повторювача на $VT18$ зменшує нелінійні спотворення і покращує частотні властивості вихідного емітерного повторювача на транзисторах $VT23$ і $VT24$. Напруга зсуву на транзистори $VT23$ і $VT24$ (з температурною компенсацією положення точки спокою) забезпечують транзистор $VT17$ (в діодному включенні) і транзистор $VT19$.

Захист вихідних транзисторів від перевантаження забезпечують транзистори $VT21$ і $VT22$. У колах захисту операційного підсилювача беруть участь також транзистори $VT13$ і $VT20$.

На рис. 1.22 наведено схему операційного підсилювача, виконаного на КМОН-транзисторах.

Транзистори $VT2$ і $VT5$ утворюють p -канальний МОП-диференціальний підсилювач, транзистори $VT3$ і $VT6$ (схема «дзеркала струму») служать динамічним навантаженням ДП. Зсув на транзистори ДП подається також схемою «дзеркала струму» на транзисторах $VT1$ і $VT4$, початковий струм I_0 задається підключеним ззовні резистором R_0 .

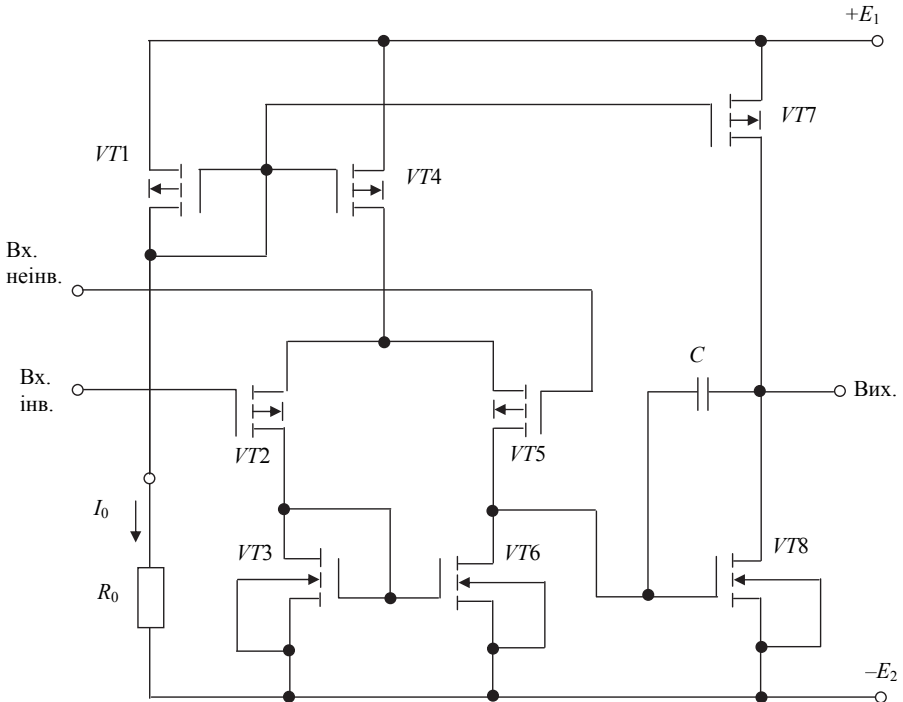


Рис. 1.22 – Схема операційного підсилювача на КМОН транзисторах

Другий каскад (він же вихідний каскад) виконаний на транзисторі $VT8$, який включений за схемою зі спільним витоком, транзистор $VT7$ (генератор

струму) є динамічним навантаженням транзистора $VT8$. Конденсатор C служить для внутрішньої корекції АЧХ операційного підсилювача.

1.9. Функціональні пристрої на операційних підсилювачах

Операційні підсилювачі можна віднести до інтегральних мікросхем загального призначення, які застосовуються у різних функціональних пристроях. Як випливає з формули (1.18), за допомогою кола негативного зворотного зв'язку на операційних підсилювачах можна реалізувати велику кількість пристроїв, що перетворюють аналоговий вхідний сигнал. Крім того, операційний підсилювач дозволяє одночасно вводити як негативний, так і позитивний зворотний зв'язки. Для отримання позитивного зворотного зв'язку сигнал з виходу ОП за допомогою кола ЗЗ необхідно подати на неінвертуючий вхід. Така комбінація негативного і позитивного зворотних зв'язків використовується при виконанні активних фільтрів, генераторів та інших пристроїв.

Розглянемо деякі основні застосування операційних підсилювачів.

1.9.1. Інвертуючий підсилювач

Схему інвертуючого підсилювача наведено на рис. 1.23. Аналогові ІМС на схемах позначаються буквою A , цифрові – буквою D .

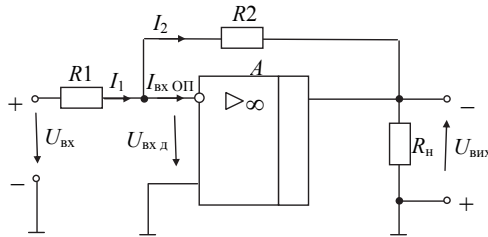


Рис. 1.23 – Інвертуючий підсилювач

Схема інвертує напругу, так як вхідний сигнал поданий на інвертуючий вхід. Отже, напруги $U_{вх}$ й $U_{вих}$ зміщені за фазою на π . Зворотний зв'язок подається на вхід підсилювача за допомогою резистора R_2 , коло зворотного зв'язку B утворене зовнішніми елементами R_2 і R_1 . Так як напруга вхідна $U_{вх}$ і зворотного зв'язку $U_{зз}$ зміщені на π , то зв'язок негативний. За способом уведення – зв'язок паралельний, за способом зняття – за напругою. Паралельний негативний ЗЗ призводить до збільшення вхідного струму схеми $I_{вх} = I_1$, і, отже, до зменшення вхідного опору інвертуючого підсилювача порівняно зі вхідним опором операційного підсилювача. Негативний ЗЗ за напругою призводить до зменшення вихідного опору інвертуючого підсилювача, тобто $R_{вих} < R_{вих\ ОП}$, яке і без зворотного зв'язку малий.

Для спрощення аналізу будемо вважати, що у розглянутій смузі частот операційний підсилювач *близький до ідеального*: $K_{ОП} \rightarrow \infty$, $R_{вх\ ОП} \rightarrow \infty$,

$R_{\text{вих ОП}} \rightarrow 0$. Це припущення можна вважати справедливим, оскільки згідно з формулою (1.17) вхідна напруга ОП $U_{\text{вх д max}}$ дорівнює дуже маленькому значенню. У цьому випадку вважаємо, що $U_{\text{вх д}} \approx 0$, а вхідний струм ОП $I_{\text{вх ОП}} \approx 0$, так як вхідний опір $R_{\text{вх ОП}} \rightarrow \infty$.

Тоді для схеми рис. 1.23 справедлива рівність

$$I_1 = I_2,$$

а вхідний опір інвертуючого підсилювача

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_1} = R_1. \quad (1.43)$$

Для визначення коефіцієнта підсилення інвертуючого підсилювача знайдемо струми:

$$I_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1},$$

з урахуванням полярності вихідної напруги

$$I_2 = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_2}.$$

Так як $I_1 = I_2$, то справедлива рівність

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_2}.$$

З цієї рівності знайдемо коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача

$$K = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{R_2}{R_1}. \quad (1.44)$$

Таким чином, коефіцієнт підсилення K визначається тільки зовнішніми елементами схеми і не залежить від коефіцієнта підсилення операційного підсилювача $K_{\text{ОП}}$. Знак мінус свідчить про інверсію сигналу.

Для змінного вхідного сигналу

$$\underline{K} = \frac{\underline{U}_{\text{вих}}}{\underline{U}_{\text{вх}}} = -\frac{R_2}{R_1}.$$

Зазвичай, під коефіцієнтом підсилення розуміють його модуль.

Операційний підсилювач є підсилювачем постійного струму, тому підсилювач (рис. 1.23) підсилює і постійну, і змінну напруги. У загальному випадку, якщо вхідний сигнал містить і постійну, і змінну складові, обидві складові будуть підсилені у K разів. Перевагою операційних підсилювачів є те, що при використанні симетричного двополярного живлення, якщо сигнал не містить постійної складової, то і вихідний сигнал також не міститиме постійної складової. Це суттєво спрощує каскадне з'єднання таких підсилювачів, так як немає необхідності використовувати розділяльні конденсатори між каскадами.

1.9.2. Неінвертуючий підсилювач. Повторювач напруги

Схема неінвертуючого підсилювача наведена на рис. 1.24.

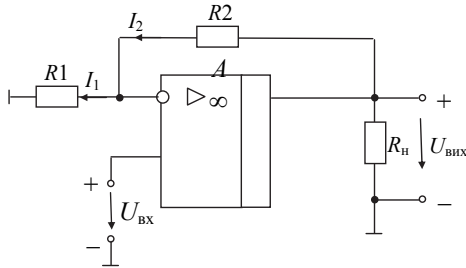


Рис. 1.24 – Неінвертуючий підсилювач

Підсилювач вхідну напругу не інвертує, так як вхідний сигнал подано на неінвертуючий вхід. Отже, напруги $U_{\text{вх}}$ і $U_{\text{вих}}$ збігаються за фазою. Резистори R_1 і R_2 утворюють чотириполосник зворотного зв'язку B . Напруга зворотного зв'язку $U_{\text{зз}}$, яка виділяється на резисторі R_1 ($U_{\text{зз}} = I_1 R_1$), включена послідовно з вхідною напругою у протифазі. Таким чином, у схемі рис. 1.24 використаний негативний ЗЗ послідовний за напругою. Послідовний ЗЗ збільшує вхідний опір неінвертуючого підсилювача, тобто $R_{\text{вх}} > R_{\text{вх ОП}}$, яке і без зворотного зв'язку велике ($R_{\text{вх ОП}} \rightarrow \infty$). Негативний ЗЗ за напругою зменшує вихідний опір неінвертуючого підсилювача, тобто $R_{\text{вих}} < R_{\text{вих ОП}}$.

Знайдемо коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача, вважаючи $U_{\text{вх д}} \approx 0$, $I_{\text{вх ОП}} \approx 0$. У цьому випадку $I_1 = I_2$, а $U_{\text{вх}} = I_1 R_1$, $U_{\text{вих}} = I_2 R_2 + I_1 R_1 = I_2 R_2 + U_{\text{вх}}$. Знайдемо струми:

$$I_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_{\text{вих}} - U_{\text{вх}}}{R_2}.$$

Прирівнявши струми, отримаємо

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = \frac{U_{\text{вих}} - U_{\text{вх}}}{R_2}.$$

Звідси знайдемо коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}. \quad (1.45)$$

Повторювач напруги

Схему повторювача напруги наведено на рис. 1.25.

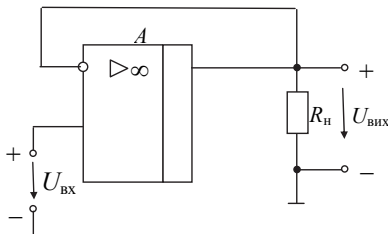


Рис. 1.25 – Повторювач напруги

У схемі використано послідовний негативний зворотний зв'язок за напругою, аналогічно емітерному та стоковому повторювачам. Якщо прийняти $U_{\text{вхд}} \approx 0$, то

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}, K = 1. \quad (1.46)$$

Схему повторювача можна розглядати також як окремий випадок схеми рис. 1.24, якщо взяти $R_2 = 0$, $R_1 = \infty$, тоді $K = 1$.

У схемі повторювача фази вхідної й вихідної напруг однакові, коефіцієнт підсилення дорівнює одиниці, отже, вихідна напруга повторює вхідну напругу. Вхідний опір повторювача великий ($R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$), вихідний опір малий ($R_{\text{вих}} \rightarrow 0$). Повторювач використовується в якості буферного (розв'язуючого) підсилювача.

1.9.3. Вимірювальний підсилювач. Підсилювач потужності

Вимірювальний підсилювач – це один з найбільш широко застосовуваних, точних і багатофункціональних підсилювачів. Схема вимірювального підсилювача з регульованим коефіцієнтом підсилення наведена на рис. 1.26.

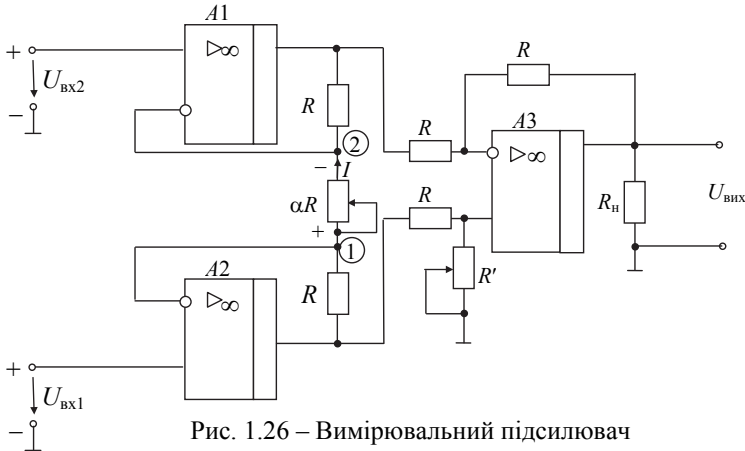


Рис. 1.26 – Вимірювальний підсилювач

Операційні підсилювачі $A1$ і $A2$ включені за схемою повторювачів. Це дозволяє збільшити вхідний опір підсилювача і розв'язати вхідні та вихідні сигнали.

Оскільки диференціальна вхідна напруга кожного ОП дорівнює нулю, напруги у точках 1 і 2 (по відношенню до корпусу) рівні відповідно $U_{\text{вх1}}$ і $U_{\text{вх2}}$. Звідси випливає, що на резисторі αR падає напруга ($U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}$) (полярність відповідає випадку, коли $U_{\text{вх1}} > U_{\text{вх2}}$). Резистор αR змінний, він використовується для регулювання коефіцієнта підсилення. Через змінний резистор αR протікає струм I , рівний

$$I = \frac{U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}}{\alpha R}.$$

Операційний підсилювач АЗ зі своїми чотирма навісними резисторами, що мають рівні опори R , є диференціальним підсилювачем з коефіцієнтом підсилення, рівним 1. Резистор R' – це резистор попереднього регулювання схеми, який служить для балансування синфазних напруг.

Так як коефіцієнт підсилення каскаду на операційному підсилювачі АЗ дорівнює 1, то вихідна напруга вимірювального підсилювача дорівнює вхідній диференціальній напрузі каскаду АЗ

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{диф}} = I(\alpha R + 2R) = \frac{U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}}{\alpha R} (\alpha R + 2R).$$

Звідси знайдемо

$$U_{\text{вих}} = (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}) \left(1 + \frac{2}{\alpha} \right)$$

і коефіцієнт підсилення вимірювального підсилювача

$$K = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}} = 1 + \frac{2}{\alpha}. \quad (1.47)$$

Змінюючи значення α , можна регулювати (змінювати) коефіцієнт підсилення підсилювача.

Таким чином, вимірювальний підсилювач має наступні властивості:

- 1) коефіцієнт підсилення задається лише одним резистором αR ;
- 2) вхідний опір підсилювача за обома входами дуже великий і при зміні коефіцієнта підсилення не змінюється;
- 3) $U_{\text{вих}}$ не залежить від напруги, спільної для $U_{\text{вх1}}$ і $U_{\text{вх2}}$ (синфазної напруги), а залежить тільки від різниці цих напруг.

Підсилювач потужності

Для збільшення вихідної потужності сигналу необхідно підсилити вихідний струм операційного підсилювача. Для підсилення струму можна використовувати емітерний повторювач. Проста схема підсилювача потужності наведена на рис. 1.27.

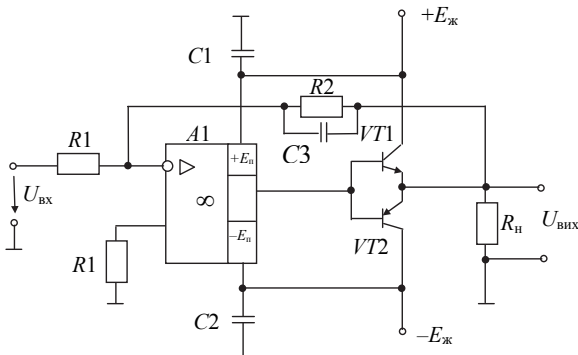


Рис. 1.27 – Підсилювач потужності

Вихідний двотактний каскад виконаний на комплементарній парі (транзистори $VT1$ і $VT2$) за схемою двотактного емітерного повторювача, який працює в режимі B . Вихідні транзистори $VT1$ і $VT2$ підсилюють струм і дозволяють отримати необхідну потужність у навантаженні.

Попередній каскад виконаний на операційному підсилювачі A за схемою інвертуючого підсилювача з коефіцієнтом підсилення напруги

$$K_{пр} = \frac{R_2}{R_1}.$$

Підсилювач охоплений загальним глибоким негативним зворотним зв'язком за сигналом і за постійним струмом. Такий зворотний зв'язок забезпечує необхідні нелінійні та лінійні спотворення підсилювача, а також стабільність коефіцієнта підсилення. Невелика ємність C_3 у колі зворотного зв'язку забезпечує стійкість підсилювача і коригує АЧХ підсилювача в області високих частот. Блокувальні ємності у колі живлення C_1 і C_2 служать для розв'язки каскадів за колом живлення і блокують джерело живлення.

1.9.4. Інвертуючий суматор. Змішувач сигналів. Неінвертуючий суматор

Інвертуючий суматор

Інвертуючий суматор складає вхідні напруги з різними ваговими коефіцієнтами. Схему інвертуючого суматора наведено на рис. 1.28.

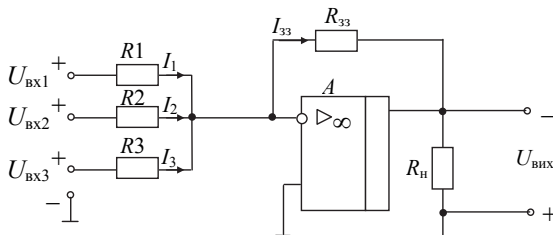


Рис. 1.28 – Інвертуючий суматор

Будемо вважати, що $I_{вх\text{ ОП}} = 0$, $U_{вх\text{ д}} = 0$. У цьому випадку струми джерел сигналу сумуються, їхня сума дорівнює струму у колі зворотного зв'язку

$$I_{33} = I_1 + I_2 + I_3.$$

Так як $U_{вх\text{ д}} = 0$, то вхідні сигнали розв'язані один від одного, струми I_1 , I_2 , I_3 залежать лише від своєї вхідної напруги і не залежать від інших джерел сигналу. Напруги $U_{вх1}$, $U_{вх2}$, $U_{вх3}$ не взаємодіють одна з одною. У цьому випадку вхідні струми дорівнюють

$$I_1 = \frac{U_{вх1}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_{вх2}}{R_2}, \quad I_3 = \frac{U_{вх3}}{R_3}.$$

Струм кола зворотного зв'язку I_{33} , протікаючи через резистор R_{33} , створює на ньому падіння напруги, рівне вихідній напрузі,

$$U_{вих} = - (I_1 + I_2 + I_3)R_{33}.$$

Знак мінус свідчить про інверсію вихідної напруги, так як вхідні напруги подані на інвертуючий вхід. Підставивши значення струмів, отримаємо формулу для вихідної напруги

$$U_{\text{вих}} = -(U_{\text{вх1}} \cdot \frac{R_{33}}{R_1} + U_{\text{вх2}} \cdot \frac{R_{33}}{R_2} + U_{\text{вх3}} \cdot \frac{R_{33}}{R_3}). \quad (1.48)$$

З формули (1.48) випливає, що вхідні напруги підсумовуються із заданими ваговими коефіцієнтами, що дорівнюють відношенням: $\frac{R_{33}}{R_1}$, $\frac{R_{33}}{R_2}$, $\frac{R_{33}}{R_3}$. Ця схема дозволяє підсумувати достатньо багато вхідних сигналів.

Якщо вибрати значення опорів всіх резисторів схеми рівними, тобто

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_{33},$$

то отримаємо інвертуючий суматор напруг

$$U_{\text{вих}} = -(U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} + U_{\text{вх3}}). \quad (1.50)$$

Змішувач сигналів

Суматори можна використовувати в якості лінійних змішувачів сигналів (мікшерів). Одне з можливих застосувань таких змішувачів – змішання звукових сигналів. Наприклад, звукові сигнали від декількох музичних інструментів, які прийнято на різні мікрофони, можна змішати з голосом співака, прийнятим на його мікрофон. Якщо між кожним мікрофоном і відповідним резистором суматора помістити регулятор гучності, то напруги від кожного джерела сигналу можна регулювати до їхнього подальшого сумування. При цьому можна, наприклад, зробити так, що слабкий голос співака буде звучати голосніше музичних інструментів. Схема змішувача наведена на рис. 1.29.

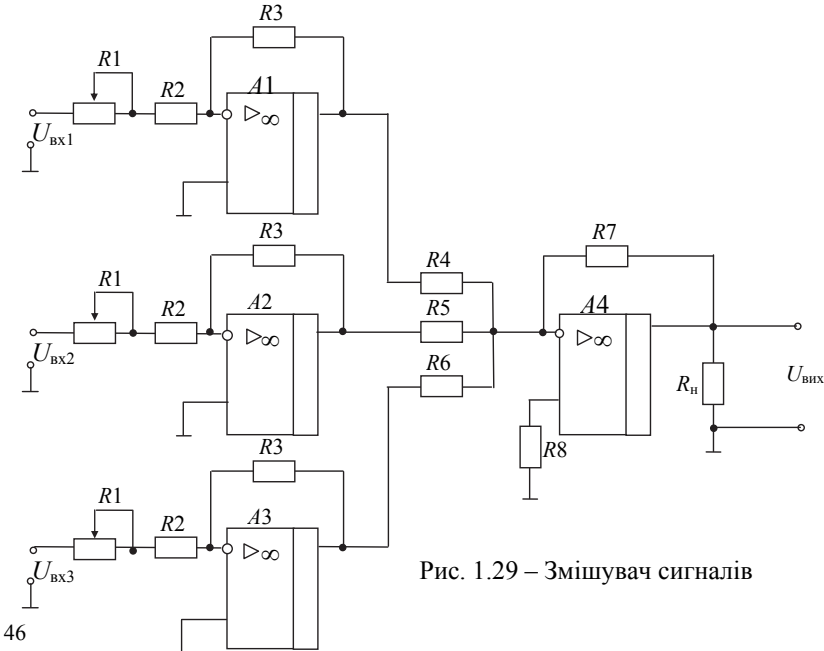


Рис. 1.29 – Змішувач сигналів

У цій схемі R_1 – змінні опори, які виконують функції регуляторів гучності, опір R_8 – компенсуючий опір, що дорівнює еквівалентному паралельному опору резисторів R_4, R_5, R_6, R_7 , тобто

$$R_8 = R_4 \parallel R_5 \parallel R_6 \parallel R_7.$$

Неінвертуючий суматор

Якщо сигнали, що складаються, подати на неінвертуючий вхід операційного підсилювача, то отримаємо неінвертуючий суматор напруги, схему якого наведено на рис. 1.30.

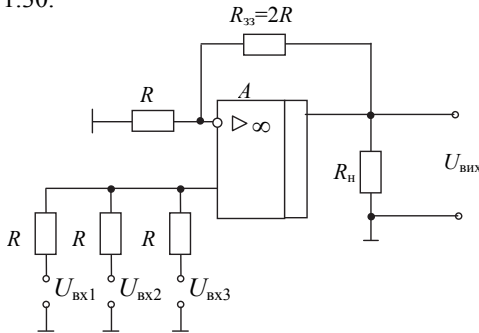


Рис. 1.30 – Неінвертуючий суматор

У схемі рис. 1.30 опори всіх резисторів однакові, крім опору R_{33} . Якщо суматор має N входів, опір зворотного зв'язку R_{33} обирають рівним

$$R_{33} = (N - 1)R.$$

Для трьох входів ($N = 3$) $R_{33} = 2R$, як показано на рис. 1.30.

Вхідна напруга суматора дорівнює середньому значенню вхідних напруг джерел сигналів

$$U_{\text{вх сер}} = \frac{U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} + \dots + U_{\text{вхN}}}{N}.$$

Коефіцієнт підсилення суматора дорівнює коефіцієнту підсилення неінвертуючого підсилювача, тобто

$$K = 1 + \frac{R_{33}}{R} = N.$$

Отже, вихідна напруга суматора дорівнює

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх сер}} \cdot K = U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}} + \dots + U_{\text{вхN}}, \quad (1.51)$$

тобто сумі вхідних напруг.

1.9.5. Інтегратор

Інтегратором називається пристрій, у якого вихідна напруга пропорційна інтегралу за часом від вхідної напруги. Схема інвертуючого інтегратора на операційному підсилювачі наведена на рис. 1.31.

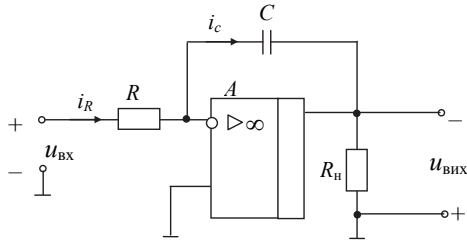


Рис. 1.31 – Інвертуючий інтегратор на операційному підсилювачі

Наведений інтегратор – інвертуючий. Полярність сигналів на рис. 1.31 вказана для даного моменту часу.

При аналізі схеми будемо вважати, що операційний підсилювач є ідеальним:

$$U_{\text{вх д}} = 0, I_{\text{вх ОП}} = 0.$$

У цьому випадку справедлива рівність

$$i_R = i_c.$$

Знайдемо ці струми

$$i_R = \frac{u_{\text{вх}}}{R}, i_c = -C \frac{du_{\text{вих}}}{dt}.$$

Прирівнявши струми, отримаємо

$$\frac{u_{\text{вх}}}{R} = -C \frac{du_{\text{вих}}}{dt}, du_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} u_{\text{вх}} dt.$$

Інтегруючи вираз, знайдемо вихідну напругу

$$u_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int u_{\text{вх}} dt, \quad (1.52)$$

яка пропорційна інтегралу від вхідної напруги. Межами інтегрування у формулі (1.52) є моменти початку і кінця інтервалу часу спостереження сигналу. Для обчислення інтеграла від вхідної напруги, яка змінюється, необхідно спочатку виразити цю напругу як функцію часу. Розглянемо кілька прикладів.

Приклад 1. Ступінчастий вхідний сигнал

Епюри вхідної та вихідної напруг інвертуючого інтегратора наведено на рис. 1.32.

Запишемо вхідний сигнал як функцію часу

$$u_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} u_{\text{вх}} = 0 & \text{при } t < 0, \\ u_{\text{вх}} = U_0 & \text{при } t \geq 0. \end{cases}$$

За формулою (1.52) знайдемо залежність вихідної напруги від часу

$$u_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} \int U_0 dt = -\frac{1}{RC} U_0 \cdot t. \quad (1.53)$$

Таким чином, вихідний сигнал прямо пропорційний часу і має полярність, протилежну полярності вхідного сигналу.

Якщо заданий інтервал спостереження ($0 \dots t_1$), то вихідна напруга до кінця спостереження дорівнюватиме

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} U_0 \cdot t \Big|_0^{t_1} = -\frac{1}{RC} U_0 \cdot t_1. \quad (1.54)$$

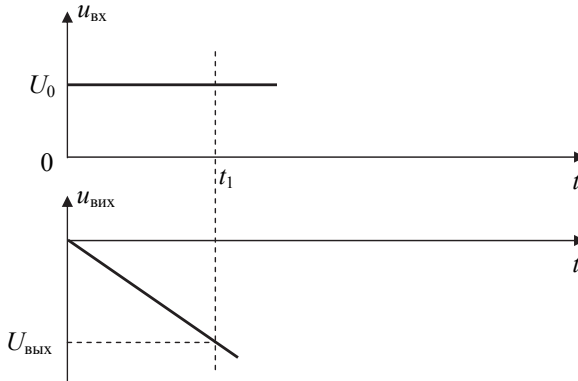


Рис. 1.32 – Реакція інвертуючого інтегратора на ступінчасту вхідну напругу

Приклад 2. Прямокутний вхідний сигнал

Ступінчаста форма сигналу і формули (1.53) та (1.54) дозволяють легко визначити форму вихідного сигналу, якщо на вхід подано прямокутний сигнал. Елюри вхідної та вихідної напруг інвертуючого інтегратора наведено на рис. 1.33.

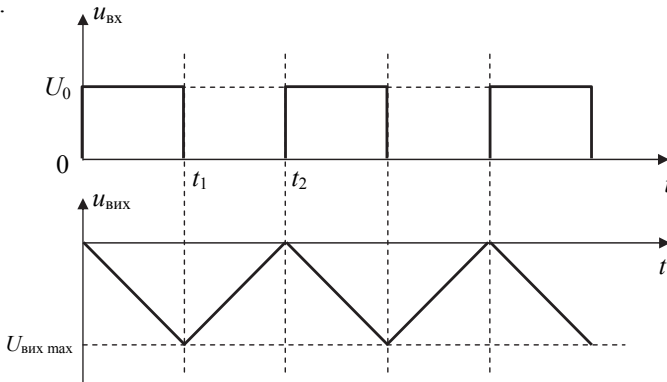


Рис. 1.33 – Реакція інвертуючого інтегратора на прямокутний однополярний сигнал

Форма вихідного сигналу вийшла трикутною. Для визначення значення $U_{\text{ВЫХ max}}$ необхідно за формулою (1.53) знайти значення інтеграла за напівперіод ($0 \dots t_1$)

$$U_{\text{вих max}} = -\frac{1}{RC} U_0 \cdot t_1. \quad (1.55)$$

При аналізі роботи інтегратора операційний підсилювач вважався ідеальним. Реальний ОП має напругу зсуву нуля $U_{\text{зм}}$ і струм зміщення $I_{\text{зм}}$. Ці величини призводять до помилок інтегрування. Для їх зменшення в схему інтегратора вводять два резистора R_1 і R_2 , як показано на рис. 1.34.

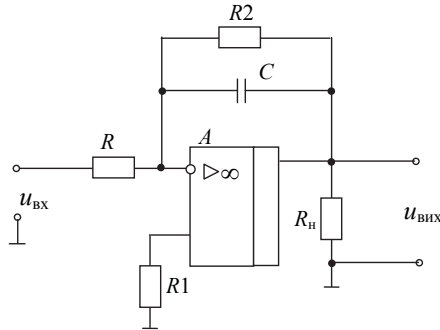


Рис. 1.34 – Корекція помилки в інтеграторі

У схемі рис. 1.34: $R_1 = R \parallel R_2$ – компенсуючий опір, який зменшує вплив струму зміщення; R_2 – шунтуючий опір, який зменшує вплив напруги зміщення.

Інтегратор є активним фільтром нижніх частот першого порядку зі спадом АЧХ (-20 дБ/дек) і з коефіцієнтом передачі у смузі пропускання більше одиниці. Для схеми рис. 1.34 коефіцієнт передачі дорівнює

$$K = \frac{R_2}{R}.$$

На ОП можна виконати також схеми: сумуючий інтегратор, інтегратор-підсилювач, різницевий інтегратор, подвійний інтегратор та інші.

1.9.6. Диференціатор

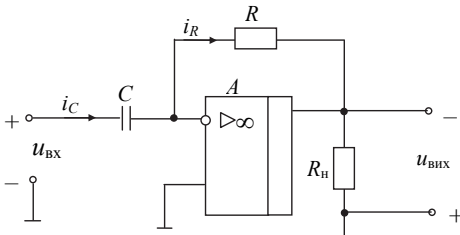


Рис. 1.35 – Інвертуючий диференціатор на операційному підсилювачі

Диференціатором називається пристрій, у якого вихідна напруга пропорційна диференціалу вхідної напруги. Схема інвертуючого диференціатора на операційному підсилювачі наведена на рис. 1.35. Полярність сигналів на рис. 1.35 зазначена для даного моменту часу.

При аналізі будемо вважати, що операційний підсилювач є ідеальним: $U_{\text{вх д}} = 0$, $I_{\text{вх ОП}} = 0$. У

цьому випадку справедлива рівність:

$$i_R = i_c.$$

Знайдемо струми

$$i_c = C \frac{du_{\text{вх}}}{dt}, i_R = -\frac{u_{\text{вих}}}{R}.$$

Прирівнюючи струми, знайдемо вихідну напругу

$$u_{\text{вих}} = -CR \frac{du_{\text{вх}}}{dt}, \quad (1.56)$$

яка пропорційна диференціалу вхідної напруги.

Для обчислення диференціала від вхідної напруги, що змінюється, необхідно спочатку виразити цю напругу як функцію часу. Розглянемо кілька прикладів.

Приклад 1. Трикутний вхідний сигнал

Епюри вхідної і вихідної напруг диференціатора наведено на рис. 1.36.

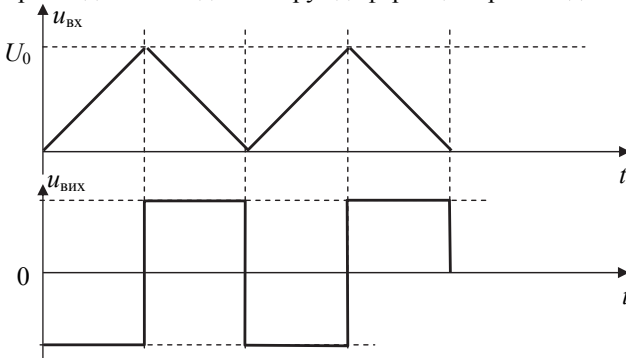


Рис. 1.36 – Реакція інвертуючого диференціатора на трикутний вхідний сигнал

Приклад 2. Прямокутний вхідний сигнал

Епюри вхідного і вихідного напруг диференціатора наведено на рис. 1.37.

Таку форму вихідний сигнал буде мати, якщо ОП близький до ідеального. У реальних схемах форма вихідного сигналу буде визначатися частотою слідування вхідних імпульсів і частотними властивостями операційних підсилювачів.

Крім того, схема рис. 1.35 має тенденцію до втрати стійкості, тому вживають заходів щодо динамічної стабілізації диференціатора.

На ОП можна виконати також інші схеми диференціаторів: підсумуючий, диференціатор-підсилювач, різницевий та інші.

Диференціатор є активним фільтром верхніх частот з коефіцієнтом передачі більшим одиниці.

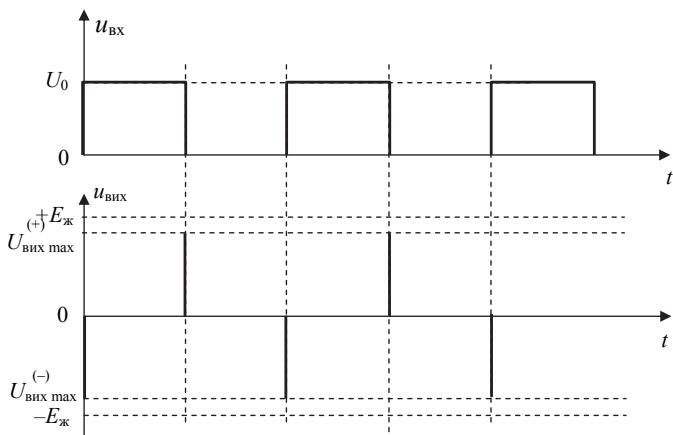


Рис. 1.37 – Реакція інвертуючого диференціатора на прямокутний вхідний сигнал

1.9.7. Логарифмічні схеми

Логарифмічні й антилогарифмічні схеми використовуються для виконання аналогового множення і ділення, стиснення (компресії) сигналу, обчислення логарифмів і показових функцій та в інших пристроях.

Логарифматор

Логарифматором називається пристрій, у якого вихідна напруга пропорційна логарифму вхідної напруги. Для отримання логарифмічної характеристики у коло негативного зворотного зв'язку операційного підсилювача необхідно включити елемент, який має логарифмічну вольт-амперну характеристику (ВАХ). Таким елементом є напівпровідниковий *p-n*-перехід.

Відомо, що прямі струми і напруги напівпровідникового діода зв'язані наступним співвідношенням

$$I_{\text{д}} \approx I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{\text{д}}}{\varphi_{\text{т}}}\right), \quad (1.57)$$

де I_0 – зворотний струм діода; $\varphi_{\text{т}}$ – температурний потенціал ($\varphi_{\text{т}} = 26$ мВ при температурі $T = 300$ К).

Аналогічно можна записати вираз для колекторного струму біполярного транзистора, включеного із спільною базою,

$$I_{\text{к}} \approx I_{\text{еб0}} \cdot \exp\left(\frac{U_{\text{еб}}}{\varphi_{\text{т}}}\right), \quad (1.58)$$

де $I_{\text{еб0}}$ – зворотний струм емітерного переходу.

Вирази, що визначають струм діода і колекторний струм транзистора, ідентичні. Тому все, що стосується струму $I_{\text{д}}$, може бути застосовано і до струму колектора $I_{\text{к}}$.

Схеми логарифматорів наведено на рис. 1.38.

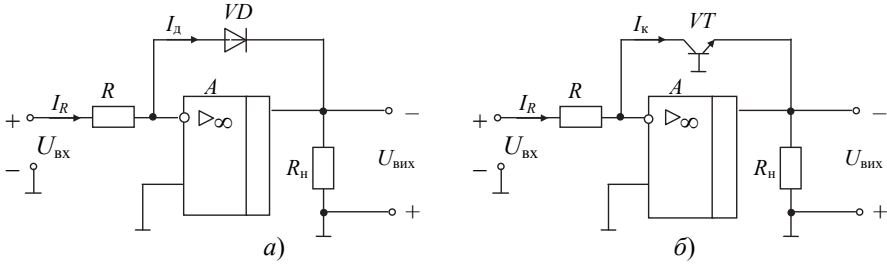


Рис. 1.38 – Логарифматор: а) на діоді; б) на біполярному транзисторі

Проаналізуємо роботу схеми рис. 1.38, а, знайдемо взаємозв'язок між вхідною і вихідною напругами. ОП вважаємо ідеальним, тобто виконуються рівності:

$$I_R = I_d, U_d = U_{\text{ВИХ}}.$$

Знайдемо струми

$$I_R = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R}, \quad I_d = I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{\text{ВИХ}}}{\phi_T}\right),$$

звідси можна записати

$$\frac{U_{\text{ВХ}}}{R} = I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{\text{ВИХ}}}{\phi_T}\right). \quad (1.59)$$

Прологарифмуємо вираз (1.59)

$$\ln \frac{U_{\text{ВХ}}}{R} = \ln I_0 + \frac{U_{\text{ВИХ}}}{\phi_T}. \quad (1.60)$$

З виразу (1.60) знайдемо вихідну напругу

$$U_{\text{ВИХ}} = \phi_T \ln\left(\frac{U_{\text{ВХ}}}{I_0 R}\right), \quad (1.61)$$

отже, вихідна напруга пропорційна логарифму вхідної напруги.

Слід зазначити, що логарифматор має вихідну напругу лише однієї полярності, яка визначається напрямом включення діода. Схема рис. 1.38, а (як і схема рис. 1.38, б) має негативну вихідну напругу при позитивній вхідній. Якщо змінити полярність діода VD , то вихідна напруга буде позитивною при негативній вхідній. Для логарифмування двополярного вхідного сигналу необхідно використовувати у колі зворотного зв'язку два діоди, що включені назустріч один одному.

Логарифматор на діоді має логарифмічну характеристику при зміні вхідної напруги приблизно у межах трьох декад. Для отримання більшого діапазону зміни вхідної напруги використовують схему рис. 1.38, б. Для цієї схеми

$$U_{\text{ВИХ}} = \phi_T \ln\left(\frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{с60}} R}\right). \quad (1.62)$$

При використанні транзистора *p-n-p*-типу отримаємо позитивну вихідну напругу при негативній вхідній.

Зазвичай для отримання широкого робочого діапазону логарифматора необхідно використовувати ОП, що мають малі значення напруги зсуву і струму зміщення.

Амплітудна характеристика логарифматора наведена на рис. 1.39, з якої видно, що логарифматор підкреслює малі сигнали і стискає великі.

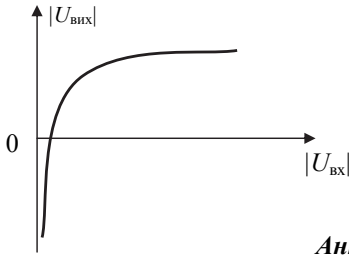


Рис. 1.39 – Амплітудная характеристика логарифматора

Антилогарифматор

Антилогарифматором називається пристрій, у якого вихідна напруга пропорційна антилогарифму від вхідної напруги. Антилогарифм визначається як експонента від логарифма

$$\exp(\ln x) = x = \text{antiln}.$$

Схеми антилогарифматорів наведено на рис. 1.40.

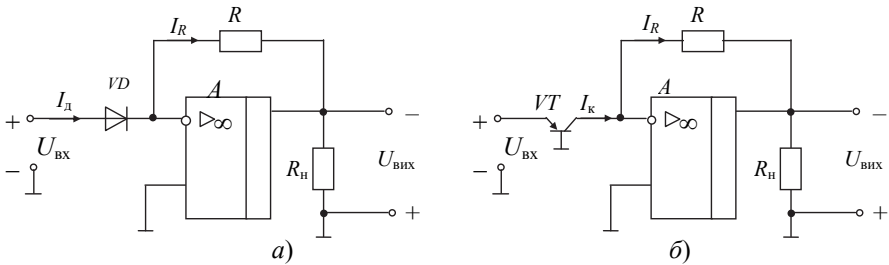


Рис. 1.40 – Антилогарифматор: а) на діоді; б) на біполярному транзисторі

У схемі рис. 1.40, а можна вважати, що

$$I_R = I_d, U_d = U_{вх}.$$

Знайдемо струми

$$I_R = \frac{U_{вх}}{R}, I_d = I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{вх}}{\phi_T}\right).$$

З цих виразів знайдемо вихідну напругу

$$U_{вх} = R I_0 \cdot \exp\left(\frac{U_{вх}}{\phi_T}\right) = R I_0 \cdot \text{antiln}\left(\frac{U_{вх}}{\phi_T}\right). \quad (1.63)$$

Аналогічно отримаємо формулу для схеми рис. 1.40,б

$$U_{\text{вих}} = RI_{\text{е60}} \cdot \exp\left(\frac{U_{\text{вх}}}{\phi_T}\right) = RI_{\text{е60}} \cdot \text{antiln}\left(\frac{U_{\text{вх}}}{\phi_T}\right). \quad (1.64)$$

Антилогарифматор має вихідну напругу лише однієї полярності, яка визначається напрямом включення діода або типом біполярного транзистора. Якщо вхідна напруга негативна, а не позитивна, необхідно використовувати транзистор *n-p-n*-типу, або змінити полярність діода.

Амплітудна характеристика антилогарифматора має вигляд експоненти (рис. 1.41). Отже, антилогарифматор підкреслює великі і приховує малі сигнали.

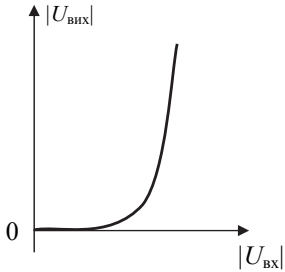


Рис. 1.41 – Амплітудна характеристика антилогарифматора

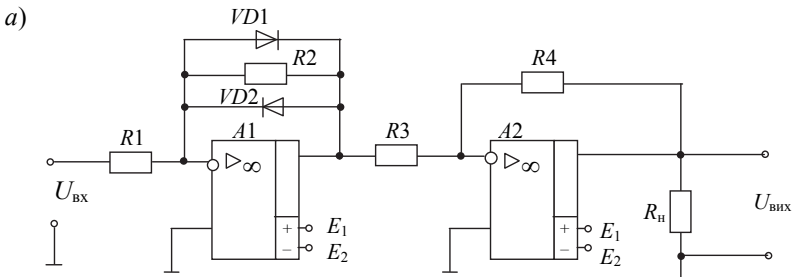
Стиснення (компресія) сигналу

Іноді в системі сигнал має настільки великий динамічний діапазон, що відрегулювати його належним чином неможливо. Якщо масштаб сигналу зменшити лінійно, то інформація, яка відповідає малим напругам, буде затемнюватися шумами, і виділити її буде важко. Якщо ж використовувати логарифматор, то, як впливає з його амплітудної характеристики (рис. 1.39), великі сигнали будуть зменшуватися більше, ніж малі. Відбудеться стиснення (компресія) сигналу. Щоб уникнути розриву амплітудної характеристики поблизу нуля, необхідно використовувати двосторонній логарифматор.

Схема компресора (пристрою стиснення сигналу) наведена на рис. 1.42, *а*, на рис. 1.42, *б* – амплітудна характеристика компресора.

Опір R_2 у колі зворотного зв'язку логарифматора забезпечує лінійну зону поблизу нуля, що дозволяє отримати кінцеве підсилення сигналів дуже малої амплітуди.

Якщо діоди $VD1$ і $VD2$ підключити паралельно опору R_1 , то схема буде працювати як розширювач. Схеми розширення використовуються для перетворення стиснених сигналів до їхньої початкової форми або за необхідності розрізнення близьких за амплітудою малих сигналів.



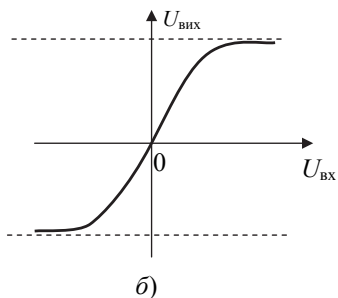


Рис. 1.42 – Компрессор сигнала:
 а – схема;
 б – амплітудна характеристика

1.10. Компаратори

Компаратори є спеціалізованими операційними підсилювачами з диференціальним входом і одиночним або парафазним цифровим виходом. Умовне позначення компаратора наведено на рис. 1.1, б. *Компаратор – це пристрій, який порівнює різницю вхідних сигналів ($U_{ВХ\ д}$) з опорною напругою $U_{оп}$.*

Вхідний каскад компаратора побудований аналогічно схемам ОП. На виході компаратора формується сигнал високого логічного рівня, якщо різниця вхідних сигналів $U_{ВХ\ д}$ менша напруги спрацювання компаратора $U_{оп}$, або низького логічного рівня, якщо $U_{ВХ\ д}$ перевищує напругу спрацювання компаратора. На один вхід компаратора подається досліджуваний сигнал, на інший – опорний потенціал.

Основні параметри компаратора

- 1) Чутливість $U_{ВХ\ мин}$ – точність, з якою компаратор може розрізнити вхідний і опорний сигнали.
- 2) Швидкодія $t_{здр}$ – швидкість відгуку, зумовлена затримкою спрацювання і часом наростання сигналу.
- 3) Навантажувальна здатність – здатність компаратора управляти певним числом входів цифрових мікросхем.

Інші параметри аналогічні параметрам операційного підсилювача.

Промисловість випускає велику кількість різноманітних компараторів, їх параметри, схеми та умовні позначення наводяться у довідниках.

Найпростіша схема компаратора, яка виконана на операційному підсилювачі, наведена на рис. 1.43, а, передавальна характеристика компаратора на рис. 1.43, б.

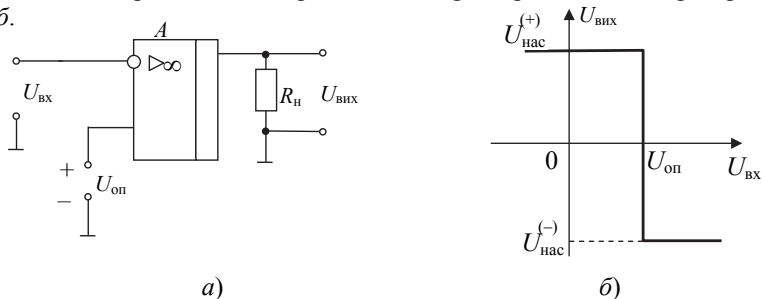


Рис. 1.43 – Компаратор напруги: а) схема; б) передавальна характеристика

Опорна напруга може мати різну полярність. Для схеми рис. 1.43, *a* розглянемо приклад для трикутного вхідного сигналу. Форму сигналу на вході і виході компаратора наведено на рис. 1.44.

На виході компаратора встановлюється позитивна чи негативна напруга насичення залежно від того, яка з вхідних напруг більша.

Розглянемо роботу схеми рис. 1.43, *a*. У даній схемі показана опорна напруга позитивної полярності.

1) Якщо напруга на вході $U_{\text{вх}} > U_{\text{оп}}$, то згідно з передавальною характеристикою компаратора рис. 1.43, *б*, напруга на виході дорівнює негативній напрузі насичення:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(-)}$$

2) Якщо напруга на вході $U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}}$, то напруга на виході дорівнює позитивній напрузі насичення: $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(+)}$.

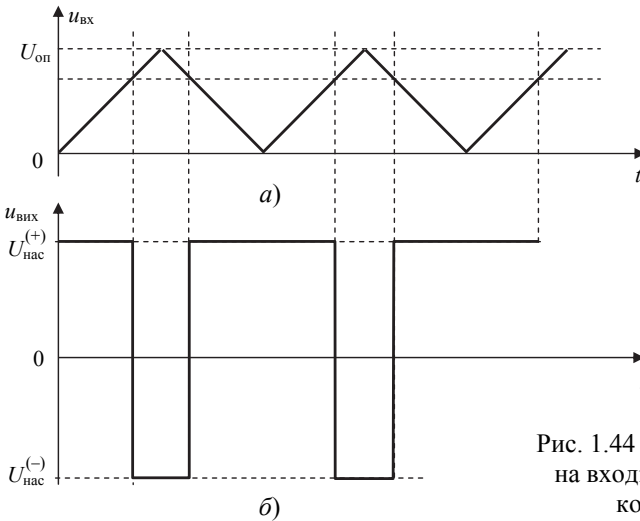


Рис. 1.44 – Форма сигналів на вході (*a*) й виході (*б*) компаратора

Таким чином, вихідна напруга стрибком перемикається від рівня $U_{\text{нас}}^{(-)}$ до рівня $U_{\text{нас}}^{(+)}$. Вихідна напруга показує: більша або менша вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ опорної напруги $U_{\text{оп}}$. Перемикання схеми відбувається при рівності напруг: $U_{\text{вх}} = U_{\text{оп}}$, тобто $U_{\text{оп}} - U_{\text{вх}} = 0$. Процес перемикання компаратора ілюструє рис. 1.44.

В аналогових інтегральних мікросхемах компаратор часто розробляється так, щоб рівні на його виході були сумісні для роботи з іншими компонентами, наприклад, зі схемами цифрової логіки: $U_1 = \text{лог. 1}$, $U_2 = \text{лог. 0}$.

Компаратори застосовують у наступних схемах.

1) У *тригері Шмітта* (схемі формування сигналу), що перетворює сигнал довільної форми у прямокутний або імпульсний сигнал.

2) У *детекторі нуля* – схемі, яка показує момент і напрям проходження вхідного сигналу через напругу, рівну нулю.

3) У детекторі рівня – схемі, яка показує момент досягнення вхідною напругою даного рівня опорної напруги.

4) У генераторах сигналів трикутної або прямокутної форми.

Розглянемо тригер Шмітта.

Тригер Шмітта

Схема компаратора рис. 1.43, а може давати помилкове спрацьовування, якщо у вхідному сигналі присутні шуми. Для поліпшення характеристик компаратора уводиться позитивний зворотний зв'язок. Для цього частина вихідної напруги подається на неінвертуючий вхід операційного підсилювача. Схема такого компаратора наведена на рис. 1.45, а, його передавальна характеристика – на рис. 1.45, б. Такий компаратор називають *тригером Шмітта*.

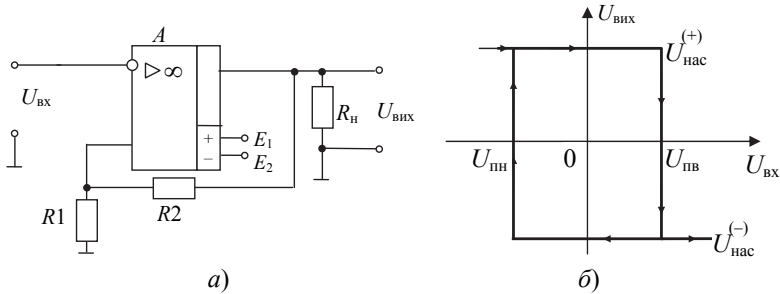


Рис. 1.45 – Тригер Шмітта: а) схема; б) передавальна характеристика

Напруга позитивного ЗЗ, яка визначається резистивним подільником R_1 і R_2 , виконує роль опорної напруги, яка змінюється в процесі роботи, оскільки вона залежить від значення вихідної напруги.

1) Якщо вихідна напруга $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(+)}$, то верхня гранична напруга дорівнює

$$U_{\text{пв}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{\text{нас}}^{(+)} \quad (1.65)$$

2) Якщо вихідна напруга $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(-)}$, то нижня гранична напруга дорівнює

$$U_{\text{пн}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{\text{нас}}^{(-)} \quad (1.66)$$

Як впливає з рис. 1.45, б, якщо $U_{\text{вх}} > U_{\text{пв}}$, то на виході встановлюється напруга $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(-)}$, схема приходить у стійкий стан. Якщо $U_{\text{вх}} < U_{\text{пн}}$, то на виході встановлюється напруга $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(+)}$, схема переходить до іншого стійкого стану.

Таким чином, у тригера Шмітта існує два стійких стани: $U_{\text{нас}}^{(-)}$ і $U_{\text{нас}}^{(+)}$.

Позитивний зворотний зв'язок створює ефект спускового механізму, прискорюючи перемикання $U_{\text{вих}}$ з одного стану до іншого. Якщо порогові напруги перевищують за значенням напруги шумів, то позитивний зворотний зв'язок не допускає помилкових спрацьовувань виходу.

Різниця між напругами $U_{пв}$ і $U_{пн}$ називається *напругою гістерезису* $U_{гїст}$

$$U_{гїст} = U_{пв} - U_{пн} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{нас}^{(+)} - U_{нас}^{(-)}).$$

Найважливішим показником компараторів є їхня швидкодія.

Компаратор перетворює вхідний сигнал синусоїдальної, трикутної або пилоподібної форми у вихідний прямокутний сигнал, тобто перетворює аналогові сигнали у дискретні. Його називають також *формувавцем рівнів*.

1.11. Аналогові перемножувачі

Аналогові перемножувачі призначені для перемноження двох аналогових вхідних сигналів і тому можуть використовуватися для побудови помножувачів частоти, фазових детекторів, балансних модуляторів, а також у системах автоматичного регулювання в якості перемножувачів і схем піднесення у ступінь. Спільно з ОП аналогові перемножувачі можуть виконувати ділення, добування коренів і виділення тригонометричних функцій.

Аналоговий перемножувач призначений для реалізації передавальної функції

$$U_Z = KU_X U_Y,$$

де U_Z - вихідна напруга; U_X та U_Y - змінні напруги на входах X і Y відповідно; K - масштабний коефіцієнт. Умовне позначення аналогового перемножувача наведено на рис. 1.1, в.

Найбільшого поширення набули три типи інтегральних перемножувачів: з управлінням опором, зі змінною крутизною, логарифмічні. Перемножувачі на логарифматорах і антилогарифматорах очевидні для побудови і прості для розрахунку. Структурна схема логарифмічного перемножувача наведена на рис. 1.46, де a і b - коефіцієнти пропорційності логарифмів.

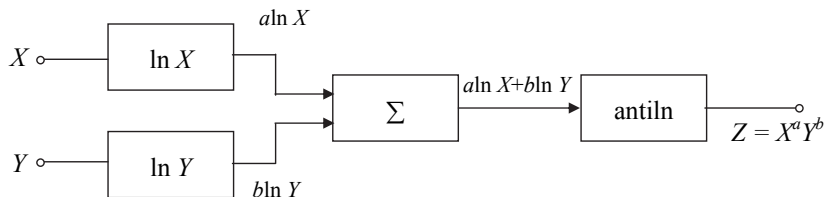


Рис. 1.46 – Структурна схема перемножувача

Якщо $a > 1$ і $b > 1$, сигнали підносяться до ступеня й перемножуються, якщо $a = 1$ і $b = 1$, отримаємо перемноження сигналів. Якщо $a < 1$ і $b < 1$, із сигналів добуваються корені. Якщо сигнали відняти $a \ln X - b \ln Y$, то у результаті отримаємо ділення сигналів

$$Z = \frac{X^a}{Y^b}.$$

Схема перемножувача однополярних сигналів, який виконаний на операційних підсилювачах, наведена на рис. 1.47.

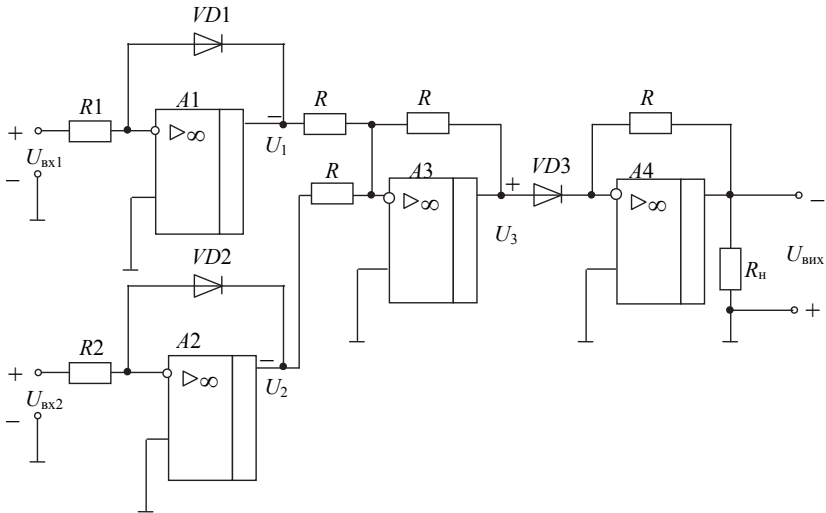


Рис. 1.47 – Перемножувач однополярних напруг

На операційних підсилювачах $A1$ і $A2$ виконані логарифматори, напруги на виходах яких дорівнюють (при зазначеній полярності на входах)

$$U_1 = -\varphi_T \left(\frac{U_{\text{вх1}}}{I_{01} R_1} \right),$$

$$U_2 = -\varphi_T \left(\frac{U_{\text{вх2}}}{I_{02} R_2} \right).$$

На операційному підсилювачі $A3$ виконаний інвертуючий суматор напруг (вагові коефіцієнти рівні одиниці). Напруга на виході суматора дорівнює

$$U_3 = -(U_1 + U_2) = \varphi_T \left(\ln \left(\frac{U_{\text{вх1}}}{I_{01} R_1} \right) + \ln \left(\frac{U_{\text{вх2}}}{I_{02} R_2} \right) \right).$$

На операційному підсилювачі $A4$ виконаний антилогарифматор, напруга на виході якого пропорційна добутку вхідних напруг

$$\begin{aligned} U_{\text{вих}} &= -I_{03} R_3 \text{antiln} \left(\frac{U_3}{\varphi_T} \right) = -I_{03} R_3 \text{antiln} \left(\frac{U_{\text{вх1}} \cdot U_{\text{вх2}}}{I_{01} R_1 \cdot I_{02} R_2} \right) = \\ &= -\frac{I_{03} R_3}{I_{01} R_1 \cdot I_{02} R_2} U_{\text{вх1}} \cdot U_{\text{вх2}} = k U_{\text{вх1}} \cdot U_{\text{вх2}}, \end{aligned} \quad (1.67)$$

де k – коефіцієнт пропорційності.

Якщо вибрати

$$I_{03} R_3 = I_{01} R_1 \cdot I_{02} R_2,$$

то отримаємо

$$U_{\text{вих}} = -U_{\text{вх1}} \cdot U_{\text{вх2}}.$$

Таким чином, вихідний сигнал являє собою результат перемноження двох вхідних сигналів. Передбачається, що всі ОП повністю скоректовані.

Випускаються готові схеми перемножувачів. Ці схеми є складними і ретельно виконаними пристроями. Деякі перемножувачі, звані двоквADRантними, можуть працювати лише за однієї полярності на одному з входів. Інші, звані чотириквADRантними, працюють за будь-якої полярності сигналів на обох входах.

Основні параметри аналогового перемножувача

- 1) Похибка перемноження ϵ , яка дорівнює максимальній різниці між фактичним і теоретичним значеннями вихідного сигналу.
- 2) Нелінійність перемноження за координатами X і Y %: N_X, N_Y .
- 3) Залишкова напруга $U_{\text{зал}X}, U_{\text{зал}Y}$, мВ.
- 4) Вхідні струми $I_{\text{вх}}$, мкА.
- 5) Смуга перетворення $\Delta f_X, \Delta f_Y$, МГц.
- 6) Максимальні значення вхідних і вихідних напруг, В.

1.12. Електронні генератори

1.12.1. Основні поняття

Коливання на виході підсилювачів, перетворювачів, детекторів існують лише у тому випадку, коли на їхні входи подаються певні сигнали. Коливання, що викликаються зовнішніми впливами, називаються *вимушеними*.

Коливання, що самостійно виникають у відсутність зовнішніх впливів, називаються *автоколиваннями*, а пристрої, в яких вони виникають, – *автогенераторами*. Виникаючі автоколивання мають певну енергію, тому до складу автогенератора має входити джерело енергії, яке підтримує ці коливання. У більшості випадків в якості джерел енергії в автогенераторах використовують джерела постійної напруги або струму (джерела живлення).

Таким чином, *електронний генератор (автогенератор)* – це пристрій, що виробляє електричні коливання певної частоти і форми, який використовує енергію джерела живлення. Автогенератор, по суті, являє собою перетворювач енергії джерела живлення в енергію коливань.

Основними характеристиками генератора є форма і частота коливань, коефіцієнт корисної дії (ККД) і потужність, що віддається до навантаження.

За формою коливань генератори підрозділяються на генератори синусоїдальних (гармонічних) і несинусоїдальних коливань. За частотою генерованих коливань розрізняють: генератори інфранизької (від часток Гц до 10 Гц), низькою (10 Гц...100 кГц), високої (100 кГц...30 МГц), надвисокої (понад 30 МГц) частоти. Важливою характеристикою генератора є також нестабільність частоти, яка визначається як відносне відхилення частоти генерованих коливань від номінального значення. Стабільність частоти автоколивань залежить від бага-

трьох факторів. Зміни температури навколишнього середовища, напруги джерела живлення та інші дестабілізуючі фактори призводять до змін режимів і параметрів підсилювальних пристроїв, змін параметрів елементів, що входять до генератора. У результаті цього змінюється частота генерованих коливань.

Автогенератори виконують на основі підсилювачів, охоплених позитивним зворотним зв'язком (ПЗЗ). За принципом роботи розрізняють автогенератори із зовнішнім і внутрішнім зворотним зв'язком. В якості активних елементів у генераторах застосовуються транзистори, електронні лампи, тунельні діоди, аналогові й цифрові мікросхеми та інші електронні пристрої. Загальна структурна схема автогенератора із зовнішнім позитивним зворотним зв'язком (ПЗЗ) наведена на рис. 1.48.

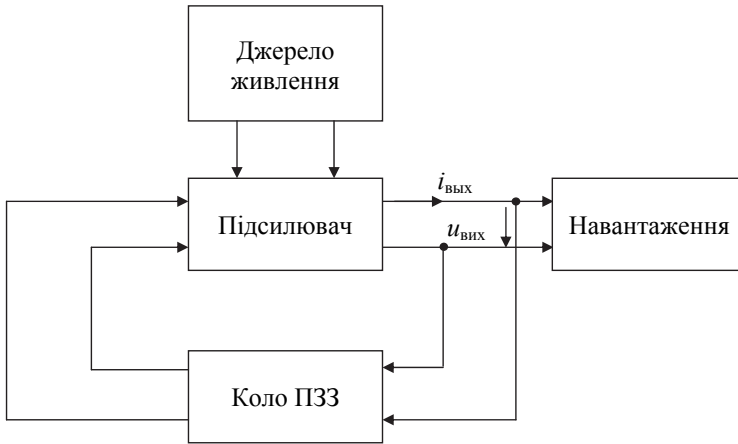


Рис. 1.48 – Структурна схема автогенератора із зовнішнім колом позитивного зворотного зв'язку

1.12.2. Генератори гармонічних коливань

У генераторах гармонічних коливань форма вихідної напруги близька до синусоїдальної. Це досягається тим, що до петлі позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ) включається частотно-вибіркове коло (фільтр). У якості фільтрів використовують LC -контури, кварцові резонатори, RC -кола й інші частотно-вибіркові кола. Структурна схема генератора гармонічних коливань наведена на рис. 1.49, у цій схемі джерело живлення включено у схему підсилювача.

Як показано у розділі 1.4, самозбудження схеми відбудеться, коли K_{e33} наближається до нескінченності, тобто коли знаменник виразу (1.9)

$$K_{e33} = \frac{K_e}{|1 - BK_e|}$$

буде дорівнювати нулю:

$$|1 - BK_e| = 0.$$

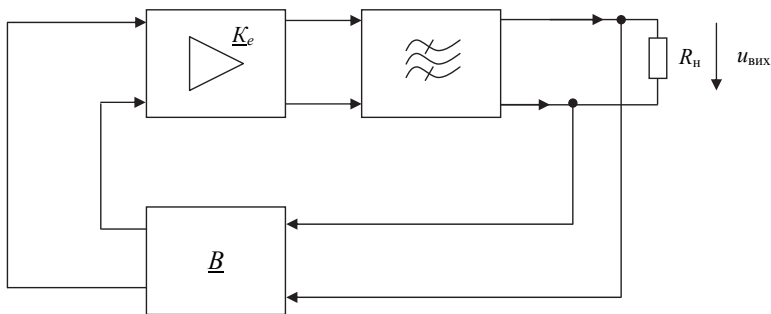


Рис. 1.49 – Структурна схема генератора гармонічних коливань

З цієї умови отримано дві умови самозбудження:

- 1) $BK_e = 1$ – умова амплітуд (1.12);
- 2) $\varphi = \varphi_e + \varphi_B = 0, 2\pi, \dots$ – умова фаз (1.13).

Для підсилювачів і систем автоматичного регулювання потрібно, щоб система була *стійкою*, тобто, щоб у відсутності вхідного сигналу коливань у них не було.

У протилежність цьому, в автогенераторі стан рівноваги повинен бути *нестійким*, щоб виникав процес *самозбудження*.

Причиною виникнення коливань є флуктуації струму і напруги в елементах схеми, наприклад, тепловий шум, дробовий шум. Терміном «шум» прийнято називати завади флуктуаційного характеру, які зобов'язані своїм походженням тепловим хаотичним рухам частинок, що несуть заряди (тепловий шум активного опору), дробовому ефекту (нерівномірне випромінювання електронів і дірок емітуючими електродами) та іншим явищам. Спектр цих коливань містить практично компоненти всіх частот, спектр шуму суцільний. Такий шум називають *білим*.

Флуктуації на вході підсилювача підсилюються, а потім виділяються вузькосмуговим фільтром. Найбільшу амплітуду на виході фільтра будуть мати коливання з частотою, близькою до резонансної частоти – ω_0 фільтра. Виділені фільтром коливання по колу ЗЗ потрапляють на вхід підсилювача. Якщо напруга ЗЗ збігається за фазою з будь-якою напругою, вони складаються, підсилюються. Знову підсилений сигнал потрапляє на вхід у фазі, підсилюється і так далі. Виникає процес *самозбудження* на частоті, близькій до резонансної частоти ω_0 фільтра.

На початковому етапі, коли коливання малі за амплітудою, підсилювач поводить себе як лінійний пристрій. Тому для визначення умов генерації коливань можна скористатися умовами самозбудження підсилювача зі зворотним зв'язком (1.12) і (1.13); отримаємо:

- 1) умова балансу амплітуд: $BK_e = 1$; (1.68)
- 2) умова балансу фаз: $\varphi = \varphi_e + \varphi_B = 0, 2\pi, \dots$ (1.69)

Умова балансу амплітуд означає, що в генераторі коливання виникають тільки у тому випадку, коли підсилювач компенсує втрати в петлі позитивного ЗЗ. Умова балансу фаз означає, що фази напруги ЗЗ і вхідної напруги збігаються ($\varphi = \varphi_c + \varphi_v - \text{зеув фаз по петлі ЗЗ}$), отже, зворотний зв'язок повинен бути *позитивним*. З ростом амплітуди генерованого коливання все сильніше позначається нелінійність ВАХ електронних приладів підсилювача. Через нелінійність амплітуда обмежується, приймає максимальне значення, форма сигналу близька до синусоїдальної. У генераторі встановлюються стаціонарний динамічний режим з постійною амплітудою коливань $U_{\text{ввих}}$ і частотою ω_0 .

З розгляду процесу самозбудження випливає, що будь-який *автогенератор повинен містити нелінійний елемент*, так як стаціонарні коливання встановлюються тільки завдяки нелінійності ВАХ. У лінійній системі отримати стаціонарні автоколивання з постійною амплітудою неможливо. У дослідженні будь-яких автогенераторів можна виділити три основні завдання: 1) аналіз умов самозбудження; 2) визначення стаціонарних режимів (форми, амплітуди і частоти генерованих коливань) та аналіз їхньої стійкості; 3) дослідження перехідних процесів встановлення коливань.

Процеси, що відбуваються в автоколивальних системах, описуються нелінійними диференціальними рівняннями. Точних аналітичних методів рішення нелінійних диференціальних рівнянь не існує. У зв'язку з цим було розроблено велику кількість методів наближеного аналізу нелінійних кіл. Кожен метод має певні переваги при вирішенні деяких завдань, поступаючись іншим в інших випадках.

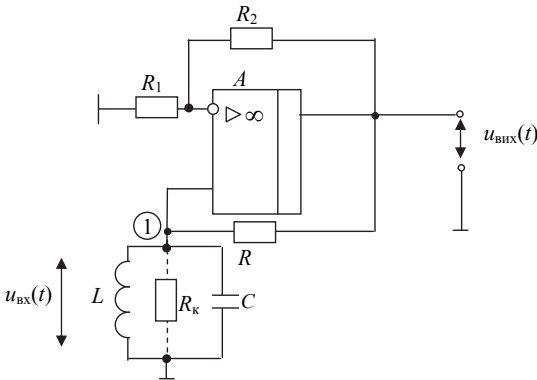


Рис. 1.50 – LC-генератор на операційному підсилювачі

Автогенератори гармонічних коливань виконують на дискретних елементах, а також на операційних підсилювачах (ОП). Структурна схема генератора на ОП аналогічна рис. 1.49.

Схема одного з варіантів LC-генератора на ОП наведена на рис. 1.50.

У ролі елемента підсилення у цій схемі виступає неінвертуючий підсилювач з коефіцієнтом підсилення

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Роль фільтра,

що задає частоту коливань, виконує паралельний LC-контур. Коло позитивного зворотного зв'язку утворене резистором R і LC-контуром. Енергетичні втрати в LC-контурі зумовлені внутрішнім активним опором елементів L і C , які можна охарактеризувати еквівалентним опором контуру R_k на резонансній частоті

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Операційний підсилювач, включений за неінвертуючою схемою, підсилює вхідну напругу $U_{\text{вх}}(t)$ у K разів.

Для виведення рівняння генератора складемо рівняння для струмів у вузлі 1. В результаті отримаємо

$$\frac{u_{\text{вих}} - u_{\text{вх}}}{R} - \frac{u_{\text{вх}}}{R_k} - C \frac{du_{\text{вх}}}{dt} - \frac{1}{L} \int u_{\text{вх}} dt = 0. \quad (1.70)$$

Так як $u_{\text{вих}} = K u_{\text{вх}}$, где $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, рівняння (1.70) перетворимо

$$\frac{d^2 u_{\text{вх}}}{dt^2} + \left(\frac{1-K}{RC} + \frac{1}{R_k C} \right) \frac{du_{\text{вх}}}{dt} + \frac{1}{LC} u_{\text{вх}} = 0. \quad (1.71)$$

Позначимо: $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$,

$$\alpha = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{RC} \cdot \left(1 - K + \frac{R}{R_k} \right),$$

і перетворимо рівняння (1.71)

$$\frac{d^2 u_{\text{вх}}}{dt^2} + 2\alpha \frac{du_{\text{вх}}}{dt} + \omega_0^2 u_{\text{вх}} = 0. \quad (1.72)$$

Рівняння (1.72) має наступне рішення

$$u_{\text{вх}}(t) = U_0 e^{-\alpha t} \sin\left(\left(\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}\right)t\right). \quad (1.73)$$

Розрізняють три характерних випадки:

1) $\alpha > 0$, амплітуда вихідної напруги

$$U_{\text{мвих}} = K \cdot U_{\text{мвх}} = K \cdot U_0 e^{-\alpha t} \quad (1.74)$$

зменшується за експоненціальним законом, коливання згасають. Для одержання $\alpha > 0$ має виконуватися нерівність

$$\left(1 - K + \frac{R}{R_k} \right) > 0. \quad (1.75)$$

Підставивши значення K до виразу (1.75), отримаємо умову згасаючих коливань:

$$\frac{R}{R_k} > \frac{R_2}{R_1}. \quad (1.76)$$

Частота генеруючих коливань

$$\omega_r = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2},$$

тобто менша резонансної частоти контуру.

2) $\alpha < 0$, амплітуда вихідної напруги зростає за експоненціальним законом, коливання наростають. Аналогічно отримаємо умову наростаючих коливань

$$\frac{R}{R_k} < \frac{R_2}{R_1}, \quad (1.77)$$

частота генеруючих коливань

$$\omega_r = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}.$$

3) $\alpha = 0$ – гармонічні коливання з постійною амплітудою: $U_{\text{вих}} = K \cdot U_{\text{мвх}}$.
Умова виникнення таких коливань

$$\frac{R}{R_k} = \frac{R_2}{R_1}, \quad (1.78)$$

$$\omega_r = \omega_0.$$

Третій випадок відповідає нестійкому стану рівноваги у пристрої.

Самозбудження генератора при включенні джерела живлення можливе лише за умови $\alpha < 0$. У цьому випадку амплітуда вихідної напруги буде обмежена нелінійністю амплітудної характеристики ОП, встановиться стаціонарний режим.

На високих частотах досить легко реалізувати коливальний контур з високою добротністю, при цьому вихідна напруга залишається синусоїдальною навіть при великому навантаженні підсилювача.

Стабільність частоти автогенератора є однією з найважливіших його характеристик, яка значною мірою визначає надійність і безперебійність роботи систем зв'язку, точність роботи радіолокаційних станцій і надійність роботи інших пристроїв. У різних пристроях вимоги до стабільності частоти є суттєво різними.

Високу стабільність частоти мають генератори, у яких у якості частотно-вибіркової системи (смугового фільтра) використовуються *кварцові резонатори*. Кварцовий резонатор являє собою плоску пластину, вирізану з кристала кварцу, на протилежні поверхні якої наносяться металеві контакти. Пластина кварцу є електромеханічним резонатором, у якому енергія електричного поля перетворюється в енергію механічних коливань. Електрично кварцовий резонатор поводить як коливальний контур з високою добротністю: $Q = 10^5 \dots 10^6$.

На рис. 1.51 наведено еквівалентну схему кварцового резонатора.

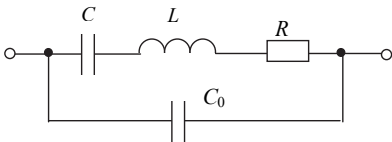


Рис 1.51 – Еквівалентна схема кварцового резонатора

На схемі рис. 1.51 L, C, r – параметри кварца, C_0 – ємність між контактами кварца. Кварцовий резонатор, як видно з його еквівалентної схеми, має дві резонансні частоти.

Частота послідовного резонансу дорівнює

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

частота паралельного резонансу дорівнює

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}}.$$

Так як $C_0 \gg C$, то частоти ω_0 й ω_1 мало відрізняються одна від одної, тобто $\omega_1 \approx \omega_0$.

Приклад виконання кварцового генератора на операційному підсилювачі наведено на рис. 1.52.

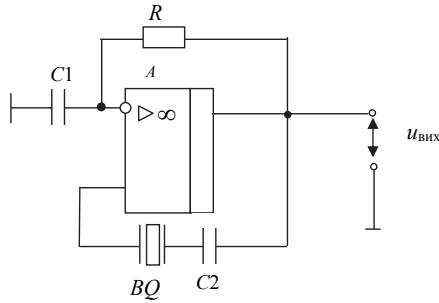


Рис. 1.52 – Кварцовий генератор на операційному підсилювачі

У цій схемі кварц використовується в якості еквівалентної індуктивності і разом з ємністю C_2 утворює послідовний коливальний контур. На резонансній частоті глибина позитивного зворотного зв'язку максимальна, в результаті виникає генерація. Для виконання балансу амплітуд на частоті генерації f_0 усувається негативний зворотний зв'язок. Для цього елементи C_1 і R вибирають такими, щоб виконувалася умова $\frac{1}{2\pi f_0 C_1} \ll R$.

Низькочастотний RC-генератор з мостом Віна зручно виконати на операційному підсилювачі. Схема RC-генератора наведена на рис. 1.53.

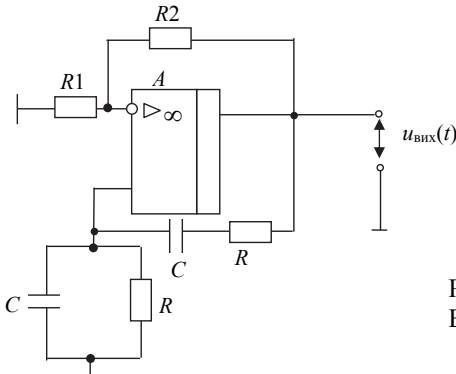


Рис. 1.53 – RC-генератор з мостом Віна на операційному підсилювачі

Роль елемента підсилення у схемі рис. 1.53 виконує неінвертуючий підсилювач з коефіцієнтом підсилення $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. У коло позитивного зворотного зв'язку включений пасивний смуговий фільтр – міст Віна. Опори послідовної і паралельної частин моста Віна рівні відповідно

$$Z_1 = R + \frac{1}{j\omega C}, \quad Z_2 = \frac{R}{1 + j\omega RC}.$$

Комплексний коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку дорівнює

$$\frac{B}{V} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}. \quad (1.79)$$

Величина B досягає максимуму, коли уявна частина знаменника дорівнює нулю

$$\omega RC - \frac{1}{\omega RC} = 0,$$

тобто на частоті

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}.$$

На частоті ω_0 величина B має дійсне максимальне значення, рівне

$$B_{\max} = \frac{1}{3}, \quad (1.80)$$

зворотний зв'язок – позитивний. Таким чином, баланс фаз буде забезпечений на частоті ω_0 . Для виконання умови балансу амплітуд підсилювач повинен компенсувати загасання, що вноситься фільтром на частоті генерації ω_0 , тобто коефіцієнт підсилення підсилювача повинен дорівнювати

$$K = \frac{1}{B_{\max}} = 3. \quad (1.81)$$

Виконання умови (1.81) забезпечується за допомогою вибору елементів кола негативного зворотного зв'язку R_1 і R_2 .

Для поліпшення якісних показників схему рис. 1.53 ускладнюють: використовують систему автоматичної стабілізації амплітуди коливань і на виході застосовують буферний підсилювач.

1.12.3. Генератори несинусоїдальних коливань

Несинусоїдальні коливання, які характеризуються розривом функції або її похідної, називаються *релаксаційними*, а створюючі їх пристрої – *генераторами релаксаційних коливань*. До них відносяться генератори прямокутних, пилоподібних і трикутних коливань.

Автоколивальний мультівібратор на операційному підсилювачі

Мультівібратор – це релаксаційний генератор, який генерує прямокутні імпульси із заданою тривалістю і частотою повторення. Схема мультівібратора на операційному підсилювачі наведена на рис. 1.54.

Схема мультівібратора (рис. 1.54) схожа на схему тригера Шмітта (рис. 1.45, а), тільки на відміну від тригера Шмітта генератор вхідної напруги замінений конденсатором C .

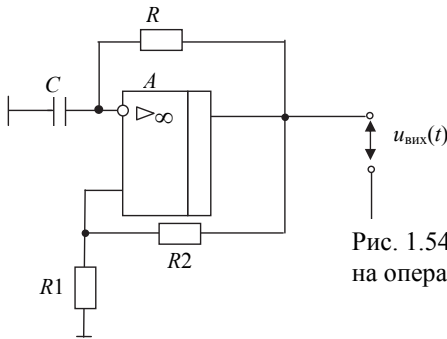


Рис. 1.54 – Мультивібратор на операційному підсилювачі

Резистори R_1 і R_2 утворюють подільник для подачі на вхід напруги позитивного зворотного зв'язку. Як випливає з рис. 1.45, б, у тригері Шмітта вихідна напруга може приймати два значення: $U_{\text{нас}}^{(+)}$ або $U_{\text{нас}}^{(-)}$ в залежності від значення вхідної напруги. Відповідно до формул (1.65) і (1.66) значення напруги позитивного зворотного зв'язку залежать від значення вихідної напруги і рівні відповідно дорівнює: $U_{\text{пв}}$ – верхній пороговій напрузі або $U_{\text{пн}}$ – нижній пороговій напрузі. Резистор R і конденсатор C утворюють коло негативного зворотного зв'язку. Перемикання схеми визначається напругою u_c на конденсаторі C .

При $u_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(+)}$ напруга позитивного ЗЗ дорівнює *позитивній відносно корпусу* верхній пороговій напрузі $U_{\text{пв}}$ (формула (1.65)). Конденсатор C заряджається. До тих пір, поки напруга на конденсаторі u_c залишається меншою $U_{\text{пв}}$, на виході зберігається напруга $U_{\text{нас}}^{(+)}$.

У момент заряду конденсатора до значення u_c , трохи більшого $U_{\text{пв}}$, напруга на інвертуючому вході стає позитивною по відношенню до напруги на неінвертуючому вході. При цьому вихідна напруга стрибком перемикається від рівня $U_{\text{нас}}^{(+)}$ до рівня $U_{\text{нас}}^{(-)}$. Тепер на неінвертуючому вході буде підтримуватися *негативна, по відношенню до корпусу*, напруга $U_{\text{пн}}$ (формула (1.66)).

У момент перемикання вихідної напруги до значення $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(-)}$ початкова напруга на конденсаторі u_c дорівнює $U_{\text{пв}}$. Тепер через конденсатор C буде протікати струм, що розряджає його до нуля і далі перезаряджає його до напруги $U_{\text{пн}}$. Коли u_c стає трохи більш негативним, ніж напруга $U_{\text{пн}}$, вихідна напруга стрибком перемикається від рівня $U_{\text{нас}}^{(-)}$ до рівня $U_{\text{нас}}^{(+)}$. Схема повертається у початковий стан, конденсатор C має заряд, рівний $U_{\text{пн}}$. Конденсатор C буде розряджатися від $U_{\text{пн}}$ до нуля і знову перезаряджатися до значення $U_{\text{пв}}$, після чого описаний процес повторюється.

Коротко роботу автоколивального мультивібратора можна описати наступним чином:

1) при $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(+)}$ конденсатор C перезаряджається від $U_{\text{пн}}$ до $U_{\text{пв}}$ і перемикає схему у стан $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(-)}$;

2) при $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(-)}$ конденсатор C перезаряджається від $U_{\text{пв}}$ до $U_{\text{пн}}$ і перемикає схему у стан $U_{\text{вих}} = U_{\text{нас}}^{(+)}$.

Час, необхідний для розряду і заряду конденсатора C , визначає частоту генерованих коливань.

На рис. 1.55 наведені епюри напруг мультивібратора на виході схеми і на конденсаторі.

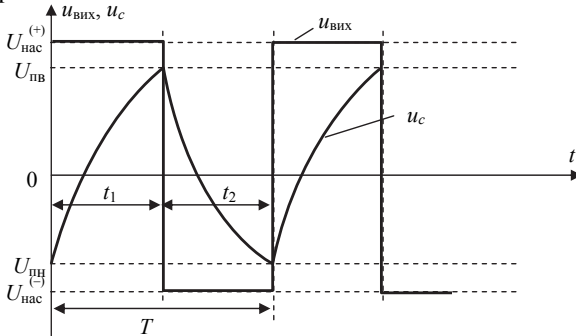


Рис. 1.55 – Епюри напруг в автоколивальному мультивібраторі

Інтервали коливань t_1 і t_2 однакові, $t_1 = t_2 = RC$, такий мультивібратор називається симетричним. Період коливань $T = t_1 + t_2 = 2RC$, частота генеруючих коливань, якщо $R_1 = 0,86 R_2$, дорівнює

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2RC}. \quad (1.82)$$

1.13. Компенсація помилок операційного підсилювача

При використанні операційного підсилювача у схемі підсилювача постійного струму деякі електричні параметри ОП можуть викликати появу помилок у вихідній напрузі. Така помилка виникає через відмінності між ідеальним і реальним операційними підсилювачами. Існують наступні параметри ОП, які вносять вклад у помилку у вихідній напрузі на постійному струмі: *вхідні струми зміщення, вхідний струм зсуву, вхідна напруга зсуву та дрейф.*

Вхідні струми зміщення

На вхідні транзистори операційного підсилювача необхідно подати відповідні напруги зсуву. При цьому у вхідному і вихідному колі транзисторів вхідного каскаду ОП з'являються необхідні струми і напруги, що забезпечують симетричну роботу цього каскаду.

Зазвичай струм зміщення інвертуючого входу $I_{3М}^-$ не дорівнює струму зміщення неінвертуючого входу $I_{3М}^+$. У довідниках зазвичай приводять середнє значення струму зміщення

$$I_{3М} = \frac{|I_{3М}^-| + |I_{3М}^+|}{2}.$$

Значення I_{3M} становить від 1 мкА і більше для ОП на біполярних транзисторах, від 1 пА і менше для ОП на польових транзисторах.

Розглянемо вплив струмів зміщення на вихідну напругу, вплив інших параметрів ОП при цьому враховувати не будемо. В ідеальному випадку напруга на виході схем, виконаних на ОП, повинна дорівнювати нулю, якщо вхідна напруга $U_{ВХ} = 0$. Через наявність струмів зміщення ця умова не виконується, на виході з'являється напруга помилки.

Для компенсації впливу струмів зміщення до схем вводять додаткові резистори, опір яких розраховують з урахуванням наступного принципу: *опір постійному струму між неінвертуючим входом і корпусом має дорівнювати опору постійному струму між інвертуючим входом і корпусом*. При цьому джерела сигналів замінюються на їх внутрішні опори, з'єднані з корпусом, а потенціал вихідного зажиму покладається рівним потенціалу корпусу.

В якості прикладів розглянемо компенсацію впливу струмів зміщення у повторювачі напруги (рис. 1.56, а) та в інвертуючому й неінвертуючому підсилювачах (рис. 1.56, б).

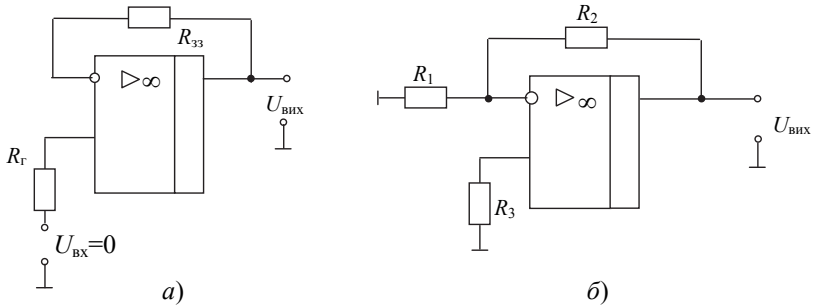


Рис. 1.56 – Компенсація струмів зміщення: а) у повторювачі напруги; б) у інвертуючому й неінвертуючому підсилювачах

У схемі повторювача напруги (рис. 1.56, а) до кола негативного зворотного зв'язку включений резистор R_{33} , опір якого дорівнює внутрішньому опору джерела сигналу R_G , тобто $R_{33} = R_G$. У схемі рис. 9.5, б, яка є узагальненою за постійним струмом за відсутності вхідного сигналу ($U_{ВХ} = 0$) для інвертуючого й неінвертуючого підсилювачів, має виконуватися умова

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Різниця полягає у тому, що для *інвертуючого підсилювача* в опір R_1 включено значення внутрішнього опору джерела сигналу R_G (див. рис. 1.23), а для *неінвертуючого підсилювача* внутрішній опір джерела сигналу R_G включено в опір R_3 (див. рис. 1.24).

Вхідна напруга зсуву

Вихідна напруга операційного підсилювача має дорівнювати нулю ($U_{ВИХ} = 0$) за відсутності вхідного сигналу ($U_{ВХ} = 0$). Однак у реальному випадку $U_{ВИХ}$ місти-

тиме невелику складову помилки, яка викликана дуже малим, але неминуче наявними розбалансом усередині ОП. Сумарний ефект всіх цих внутрішніх небалансів враховують у вигляді *еквівалентної вхідної напруги зсуву* $U_{зс}$. Значення цієї напруги лежить у діапазоні від десятків мкВ до декількох мВ і зазвичай наводиться у довідниках. Для мінімізації впливу вхідної напруги зсуву $U_{зс}$ у специфікації на ОП міститься рекомендована *схема балансування напруги зсуву*. Спеціалісти вже спроектували схему для мінімізації помилок зсуву, яка потребує від користувача мінімальних витрат. Для цього в ОП передбачені спеціальні виводи для балансування нуля, як, наприклад, виводи 1 і 5 в схемі рис. 1.21.

На рис. 1.57 представлені деякі типові схеми мінімізації помилки вихідної напруги (схеми налагодження нуля).

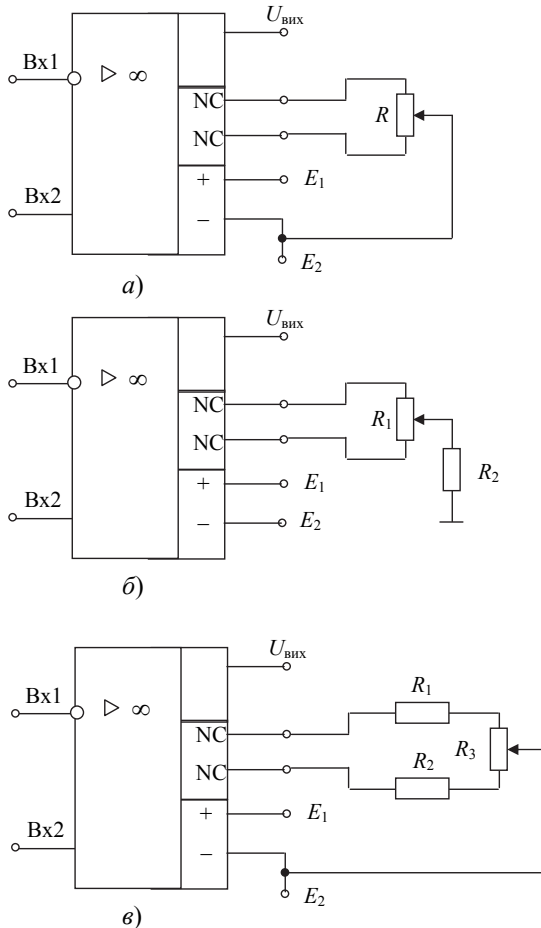


Рис. 1.57 – Типові схеми мінімізації помилки вихідної напруги, спричиненої напругою зсуву

Виробники показують тільки резистори компенсації напруги зсуву. Вони припускають, що у схемі буде встановлений резистор для компенсації струмів зміщення (рис. 1.56). При налаштуванні нуля вихідної напруги повинен бути включений резистор компенсації струмів зміщення і зібрана схема балансування напруги зсуву. Навантаження необхідно підключити. Підстроечним потенціометром домагаються значення $U_{\text{вих}} = 0$.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

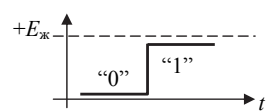
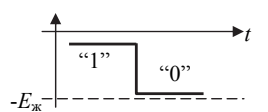
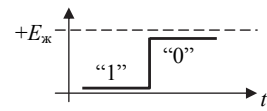
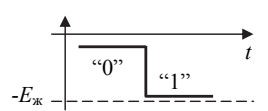
1. Наведіть визначення ІМС.
2. Назвіть переваги ІМС.
3. Які ІМС називають аналоговими, які цифровими?
4. Наведіть класифікацію ІМС за конструктивно-технологічною ознакою.
5. Що таке ступінь інтеграції ІМС?
6. Наведіть графічне позначення ОП.
7. Перелічіть параметри та характеристики ОП.
8. Намалюйте структурну схему ОП.
9. Назвіть види зворотного зв'язку.
10. Для чого у підсилювачах застосовують зворотний зв'язок?
11. Як впливає зворотний зв'язок на характеристики й параметри підсилювача?
12. Намалюйте схему диференціального підсилювача з резистивним навантаженням і поясніть, як вона працює.
13. Які переваги диференціального підсилювача з динамічним навантаженням перед диференціальним підсилювачем з резистивним навантаженням?
14. Намалюйте схему інвертуючого підсилювача на ОП і поясніть, як вона працює.
15. Намалюйте схему неінвертуючого підсилювача на ОП і поясніть, як вона працює.
16. Намалюйте схему мультівібратора на ОП і поясніть, як вона працює.
17. Які параметри ОП впливають на величину помилки у його вихідній напрузі?

Глава 2 ЦИФРОВІ ІНТЕГРАЛЬНІ МІКРОСХЕМИ

2.1. Основні положення

Цифровими інтегральними мікросхемами (ЦІС) називають мікросхеми, у яких вхідні і вихідні сигнали описуються абстрактними символами «1» і «0». Значення «0» і «1» є символічними (умовними) і не відповідають числовим значенням напруги, які виражені у вольтах. Наприклад, при використанні вихідної напруги ключового каскаду рівнем логічного «0» може бути напруга на колекторі насиченого транзистора $U_{ке\ нас}$, рівнем логічної «1» – напруга на колекторі закритого транзистора $E_{ж}$ (або навпаки, залежно від того, якими символами попередньо умовилися позначати рівні $U_{ке\ нас}$ і $E_{ж}$). Залежно від полярності (+ чи –) напруги живлення розрізняють два види логіки: позитивну й негативну (табл. 2.1).

Таблиця 2.1

Вид логіки	Полярність логіки	
	Полярність напруги живлення	
	позитивна	негативна
Позитивна		
Негативна		

Сучасні логічні елементи і цифрові пристрої виконуються на основі інтегральних мікросхем і зазвичай використовують позитивну логіку.

Основні поняття

Логічна змінна x – змінна, що приймає два значення: істинно – 1 і хибно – 0.

Логічна функція y – логічна (залежна) змінна, значення якої є функцією однієї або декількох (незалежних) змінних, приймає тільки два значення: 1 і 0.

Таблиця істинності – таблиця, в якій задані значення логічної функції для всіх можливих значень незалежних змінних.

Логічний елемент – електронна схема, що виконує найпростіші логічні операції з логічними величинами.

Позитивна логіка – подання у логічних елементах значення 1 високим потенціалом, 0 – низьким потенціалом. В іншому випадку – негативна логіка.

Логічний базис – набір типів логічних елементів, з'єднання яких дозволяє реалізувати будь-яку логічну функцію.

Логічна схема – структурна модель цифрового пристрою, що реалізує задану логічну функцію.

Розрізняють два основні класи цифрових пристроїв (ЦП): комбінаційні і послідовнісні. У *комбінаційних* пристроях певному поєднанню вхідних сигналів відповідає певний вихідний сигнал. У *послідовнісних* пристроях вихідний сигнал залежить як від вхідних сигналів у даний момент, так і від стану схеми у попередній момент. Ці пристрої містять поряд з комбінаційними схемами елементи пам'яті (наприклад, тригери), які зберігають попередній стан до надходження вхідних сигналів у даний момент.

У комбінаційних пристроях широко застосовуються такі цифрові пристрої: суматори, шифратори і дешифратори, мульти-і демультиплексори, перетворювачі кодів та інші. У послідовнісних пристроях широко використовуються тригери, на їх основі будують регістри, лічильники, елементи пам'яті та інші.

2.2. Основи алгебри логіки

Проектування логічних пристроїв і вибір найбільш оптимальних варіантів їх побудови виконується з використанням алгебри логіки або алгебри Буля, розробленої в середині XIX століття ірландським математиком Дж. Булем. В алгебрі Буля використовується двійкова змінна x , що задовольняє умові $x = 1$, якщо $x \neq 0$ і $x = 0$, якщо $x \neq 1$. Таким чином в алгебрі логіки різні логічні вирази можуть мати тільки два значення: «істинно» (позначають 1) або «хибно» (позначають 0).

В алгебрі логіки використовуються функції виду $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$, де сама функція та її аргументи можуть приймати тільки два дискретних значення. Якщо мається n аргументів (логічних змінних), то вони утворюють 2^n можливих логічних наборів з 1 і 0, а функцій y можна утворити 2^{2^n} . Для запису чисел в алгебрі логіки використовується двійкова система числення. Двійкова система числення, як і десяткова, відноситься до позиційних систем і є системою з основою 2.

У десятковій системі число A , що має n -розрядну цілу частину і m -розрядну дробову частину, представляється сумою:

$$A = a_{n-1} \cdot 10^{n-1} + a_{n-2} \cdot 10^{n-2} + \dots + a_0 \cdot 10^0 + a_{-1} \cdot 10^{-1} + \dots + a_{m-1} \cdot 10^{m-1},$$

де a_i – десятична цифра від 0 до 9, а основою системи числення є число 10.

Аналогічно у двійковій системі числення число B можна подати у вигляді суми:

$$B = b_{n-1} \cdot 2^{n-1} + b_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + b_0 \cdot 2^0 + b_{-1} \cdot 2^{-1} + \dots + b_{m-1} \cdot 2^{m-1},$$

де b_i – двійкові цифри 0 та 1, а основою системи числення є число 2 (у десятичному численні).

Приклад. Число $A = 235$:

а) у десятковій системі числення можна подати

$$A = 2 \cdot 10^2 + 3 \cdot 10^1 + 5 \cdot 10^0 \text{ – тобто трьома розрядами;}$$

б) у двійковій системі числення

$A = 1 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 11101011$, тобто це ж саме число подається вісьмома розрядами.

У двійковій системі числення число розрядів істотно більше.

У табл. 2.2 наведено запис чисел від 0 до 10 у десятковій і двійковій системах.

Таблиця 2.2

Запис чисел

Десяткове число	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Двійкове число	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010

У булевій алгебри особливе місце займають функції двох змінних. Маючи набір функцій двох змінних, на підставі принципу суперпозиції можна утворити функцію будь-якого числа змінних. Для $n = 2$ число різних логічних функцій дорівнює $2^{2^n} = 2^4 = 16$. Ці функції називаються *елементарними* і складають максимальний набір елементарних логічних функцій. Ці функції, їх позначення і назви подано в табл. 2.3.

Таблиця 2.3

Елементарні логічні функції

x_1	0	1	0	1	Позначення $y = f(x_1, x_2)$	Назва функції $y = f(x_1, x_2)$	
x_2	0	0	1	1		6	7
y_0	0	0	0	0	0		Стала 0
y_1	1	0	0	0	$\overline{x_1 + x_2}$, $x_1 \nabla x_2, x_1 \downarrow x_2$	АБО-НЕ (\overline{OR})	антидиз'юнкція, стрілка Пірса
y_2	0	1	0	0	$x_1 \overline{x_2}$, $x_1 \leftarrow x_2$		заборона, заборона за x_2
y_3	1	1	0	0	$\overline{x_2}$	НЕ (NOT)	заперечення x_2
y_4	0	0	1	0	$\overline{x_1} x_2$, $x_2 \leftarrow x_1$		заборона, заборона за x_1
y_5	1	0	1	0	$\overline{x_1}$	НЕ (NOT)	заперечення x_1
y_6	0	1	1	0	$x_1 \oplus x_2$, $x_1 \overline{x_2} + \overline{x_1} x_2$	Винятково АБО (XOR)	сума за модулем 2, нерівнозначність

y_7	1	1	1	0	$\overline{x_1 x_2},$ $x_1 \bar{\wedge} x_2, x_1 x_2$	I-HE (AND)	антикон'юнкція, штрих Шеффера
y_8	0	0	0	1	$x_1 x_2$ $x_1 \wedge x_2, x_1 \& x_2$	I (AND)	кон'юнкція, логічне множення
y_9	1	0	0	1	$x_1 \equiv x_2,$ $x_1 x_2 + \bar{x}_1 \bar{x}_2$		еквівалентність, рів- нозначність
y_{10}	0	1	0	1	x_1		змінна x_1 , функція повторення
y_{11}	1	1	0	1	$x_1 + \bar{x}_2,$ $x_2 \rightarrow x_1$		імплікація за x_2
y_{12}	0	0	1	1	x_2		змінна x_2 , функція повторення
y_{13}	1	0	1	1	$\bar{x}_1 + x_2,$ $x_1 \rightarrow x_2$		імплікація за x_1
y_{14}	0	1	1	1	$x_1 + x_2,$ $x_1 \vee x_2$	АБО (OR)	диз'юнкція, логічне додавання
y_{15}	1	1	1	1	1		стала 1

Логічні функції мають різні форми подання: словесне, алгебраїчне, у вигляді таблиці істинності і часових діаграм. Найбільш широко використовується подання логічної функції у вигляді *таблиці істинності*. У таблиці істинності наводяться всі можливі співвідношення значень аргументів і відповідні їм значення логічної функції.

Логічні функції НЕ, I, АБО мають функціональну повноту і утворюють логічний базис, так як за їхньою допомогою можна реалізувати будь-яку логічну функцію n -змінних.

Логічна функція НЕ – логічне заперечення (інверсія) – позначається $y = \bar{x}$ читається так: y дорівнює не x (або y не є x). Звідси виникла назва операції – *логічне НЕ*: $y = \bar{x}$ – логічне заперечення (інверсія).

Логічна функція I – логічне множення (кон'юнкція) – позначається $y = x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_n$. Цей умовний запис читається так: логічна функція $y = 1$ тоді і тільки тоді, коли і x_1 , і x_2 , і ... x_n рівні 1; за будь-яких інших сполучення логічних змінних $y = 0$. Звідси виникла назва операції *логічне I*: $y = x_1 \wedge x_2 \wedge \dots \wedge x_n = x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_n$ – логічне множення (кон'юнкція).

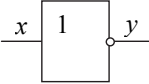
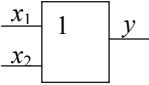
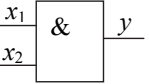
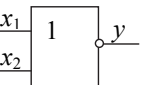
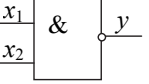
Логічна функція АБО – логічне додавання (диз'юнкція) – позначається $y = x_1 \vee x_2 \vee \dots \vee x_n$ і читається так: логічна функція y приймає значення логічної одиниці ($y = 1$), якщо або логічна змінна x_1 , або логічна змінна x_2 , або логічна змінна x_n дорівнюють 1. Звідси виникла назва операції *логічне АБО*: $y = x_1 \vee x_2 \vee \dots \vee x_n = x_1 + x_2 + \dots + x_n$ – логічне додавання (диз'юнкція).

Функції І-НЕ і АБО-НЕ також самостійно утворюють функціонально повний базис.

Ці схеми в інтегральному виконанні утворюють основний базис логічних елементів ЦС, їх умовні позначення і таблиці істинності наведено у табл. 2.4.

Таблиця 2.4

Логічні елементи

№	Тип операції	Графічне позначення елемента	Таблиця істинності	Алгебраїчне позначення
1	2	3	4	5
1	Заперечення НЕ (NOT)		$x \quad y$ 1 0 0 1	$y = \bar{x}$
2	Диз'юнкція (логічне додавання) АБО (OR)		$x_1 \quad x_2 \quad y$ 1 1 1 1 0 1 0 1 1 0 0 0	$y = x_1 + x_2$ $y = x_1 \vee x_2$
3	Кон'юнкція (логічне множення) І (AND)		$x_1 \quad x_2 \quad y$ 1 1 1 1 0 0 0 1 0 0 0 0	$y = x_1 \cdot x_2$ $y = x_1 \wedge x_2$
4	Антидиз'юнкція (стрілка Пірса) АБО-НЕ (NOR)		$x_1 \quad x_2 \quad y$ 1 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1	$y = \overline{x_1 + x_2}$ $y = x_1 \nabla x_2$ $y = x_1 \downarrow x_2$
5	Антикон'юнкція (штрих Шеффера) І-НЕ (NAND)		$x_1 \quad x_2 \quad y$ 1 1 0 1 0 1 0 1 1 0 0 1	$y = \overline{x_1 \cdot x_2}$ $y = x_1 \uparrow x_2$ $y = x_1 x_2$

При проектуванні логічних схем можна обійтися одним єдиним типом логічних елементів, що дозволяє уніфікувати цей процес. Для більшості логік логічний елемент І-НЕ, як і АБО-НЕ, є базисним і переважний у багатьох відношеннях. Внаслідок цього реалізація логічних схем у базисах І-НЕ і АБО-НЕ

отримала широке поширення на практиці.

Наприклад, логічні функції НЕ, І, АБО виражаються через функцію І-НЕ наступними співвідношеннями:

а) НЕ: $y = \bar{x} = \overline{x \cdot x}$;

б) 2І: $y = x_1 \cdot x_2 = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2}}$;

в) 2АБО: $y = x_1 + x_2 = \overline{\overline{x_1 \cdot x_2}}$.

Схеми реалізації операцій НЕ, 2І, 2АБО за допомогою логічних елементів 2І-НЕ наведено на рис. 2.1.

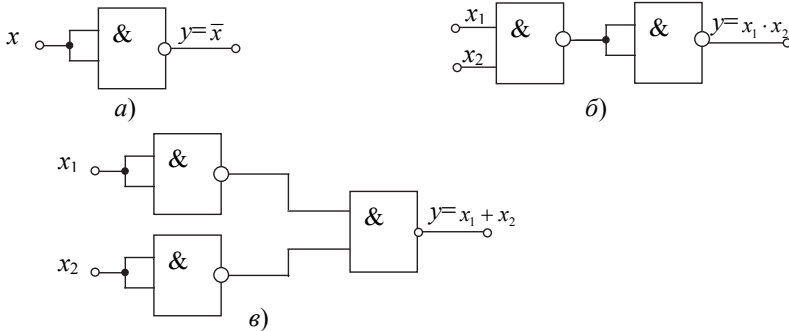


Рис. 2.1 – Реалізація за допомогою логічних елементів 2І-НЕ функцій:
а) НЕ, б) 2І; в) 2АБО

У табл. 2.5 наведено математичні записи основних законів алгебри логіки. Застосування цих законів дозволяє виконувати спрощення логічних функцій.

Таблиця 2.5

Основні закони алгебри логіки

№	Форма запису	Назва закону
1	2	3
1	$x_1 x_2 = x_2 x_1$; $x_1 + x_2 = x_2 + x_1$	Переміщу вальний
2	$(x_1 + x_2) x_3 = x_1 x_3 + x_2 x_3$	Розподільний
3	$(x_1 x_2) x_3 = x_1 (x_2 x_3)$; $(x_1 + x_2) + x_3 = x_1 + (x_2 + x_3)$;	Сполучний
4	$x x = x$; $x + x = x$	Повторення
5	$x_1 (x_1 + x_2) = x_1$; $x_1 + x_1 x_2 = x_1$;	Поглинання

6	$x\bar{x} = 0;$ $x + \bar{x} = 1$	Додатковості
7	$\overline{x_1 x_2} = \bar{x}_1 + \bar{x}_2;$ $\overline{x_1 + x_2} = \bar{x}_1 \bar{x}_2$	Правило де Моргана
8	$\bar{\bar{x}} = x$	Подвійне заперечення
9	$x_1 x_2 + x_1 \bar{x}_2 = x_1;$ $(x_1 + x_2)(x_1 + \bar{x}_2) = x_1$	Склеювання
10	$x \cdot 1 = x; x + 1 = 1$	Універсальної множини
11	$x \cdot 0 = 0; x + 0 = x$	Нульової множини

Основною задачею синтезу логічної схеми є знаходження її структури за заданим описом роботи. Так як варіантів вирішення цієї задачі існує багато, необхідно вирішити задачу мінімізації логічної схеми, тобто отримати логічну схему, що містить мінімальне число логічних елементів з мінімальним числом входів. Найбільш ефективним методом мінімізації є пошук і склеювання сусідніх кон'юнкцій, тобто використання законів склеювання і поглинання:

$$x_1 x_2 + x_1 \bar{x}_2 = x_1; \quad x_1 + x_1 x_2 = x_1.$$

Найбільш широкого поширення набули способи мінімізації, які використовують карти Вейча і Карно. Ці карти являють собою таблиці відповідності, перетворені таким чином, що у функції, нанесеної на таку карту, сусідні кон'юнкції знаходяться або поруч, або на задалегідь відомих місцях.

2.3. Класифікація цифрових схем

Все різноманіття цифрових схем залежно від складності виконуваних перетворень дискретних сигналів можна умовно розділити на елементи, функціональні вузли, пристрої та системи.

Електронні схеми, що реалізують прості функції алгебри логіки, відносять до класу *елементів*. Сюди відносять схеми формувачів рівнів, інверсії, додавання, множення цифрових сигналів, більшу частину вироблених промисловістю ЦІС.

Функціональні вузли цифрової схемотехніки виконують функції генерування та формування імпульсних сигналів, різні види запам'ятовуючих комірок – тригерів та інші. Функціональні вузли будуються на основі елементарних ЦІС та дискретних компонентів радіоелектронної апаратури.

Пристрої цифрової схемотехніки виконують логічні операції над багаторозрядними числами і складаються з комбінації функціональних вузлів й елементів. Цифрові пристрої – це регістри, лічильники, суматори, перетворювачі кодів, оперативні запам'ятовуючі пристрої (ОЗП), мультиплексори, демультіплексори, цифрові компаратори, цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП) і аналого-цифрові перетворювачі (АЦП).

Цифрові пристрої у відповідності до певної архітектури об'єднують у *системи*, найбільш типовими представниками яких є мікропроцесори, ЕОМ, комп'ютери.

У табл. 2.6 наведено позначення цифрових інтегральних мікросхем за функціональною ознакою.

Таблиця 2.6

Позначення цифрових інтегральних мікросхем
за функціональною ознакою

№№ з/п	Підгрупа ІМС	Вид ІМС	Літерне позначення
1	2	3	4
1	Формувачі	Адресних струмів (формувачі напруг або струмів) Імпульсів прямокутної форми Інші	АА АГ АП
2	Схеми обчислювальних засобів	Спряження з магістраллю Синхронізації Управління вводом/виводом (схеми інтерфейсу) Контролери МікроЕОМ Спеціалізовані Часозадавальні Комбіновані Мікропроцесори Управління перериванням Інші Функціональні розширювачі (у тому числі розширювачі розрядності даних) Мікропроцесорні секції Управління пам'яттю Мікропрограмного управління Функціональні перетворювачі інформації Мікрокалькулятори	ВА ВБ ВВ ВГ ВЕ ВЖ ВИ ВК ВМ ВН ВП ВР ВС ВТ ВУ ВФ ВХ
3	Схеми цифрових пристроїв	Арифметико-логічні Шифратори Дешифратори Лічильники Комбіновані Напівсуматори Суматори Інші Регістри	ІА ІВ ІД ІЕ ІК ІЛ ІМ ІП ІР

4	Логічні елементи	I-НЕ I-НЕ/АБО-НЕ Розширювачі АБО-НЕ I I-АБО-НЕ/I-АБО АБО АБО-НЕ/АБО НЕ Інші I-АБО-НЕ I-АБО	ЛА ЛБ ЛД ЛЕ ЛИ ЛК ЛЛ ЛМ ЛН ЛП ЛР ЛС
5	Перетворювачі	Цифро-аналогові Аналого-цифрові Тривалості Синтезатори частоти Інші Код-код Рівня (узгоджувачі) Дільники частоти цифрові	ПА ПВ ПД ПЛ ПП ПР ПУ ПЦ
6	Схеми за- пам'ятовуючих при- строїв	Асоціативні Матриці постійних ЗП ПЗП (маскові) Матриці оперативних ЗП Інші ПЗП із можливістю багаторазового програмування ПЗП із можливістю одноразового програмування ОЗП ПЗП з ультрафіолетовим стиранням та електричним записом інформації ЗП на циліндричних магнітних доменах (ЦМД)	РА РВ РЕ РМ РП РР РТ РУ РФ РЦ
7	Тригери	Типу ІК (універсальні) Динамічні Комбіновані (типу DT, RST та ін.) Типу D (із затримкою) Інші Типу RS (із роздільним запуском) Типу T (лічильні)	ТВ ТД ТК ТМ ТП ТР ТТ

1	2	3	4
8	Багатофункціональні схеми	Цифрові Комбіновані Цифрові матриці Комбіновані (аналогові й цифрові) матриці Інші	ХЛ ХК ХМ ХТ ХП
9	Фоточутливі схеми із зарядовим зв'язком	Лінійні Матричні Інші	ЦЛ ЦМ ЦП

Параметри цифрових схем

Технічні параметри цифрових систем, пристроїв і вузлів однозначно обумовлені параметрами використовуваних в них елементів.

Параметри цифрових елементів поділяють на експлуатаційні, економічні, технічні.

Експлуатаційні параметри відображають такі якості елементів, як тривалість безвідмовної роботи, зручність установки і демонтажу, ремонтнопридатність, габарити, маса та інші.

Економічні параметри характеризують вартість елемента, енергоємність, наявність коштовних і рідкісних матеріалів.

Технічні параметри елементів визначають реалізованість проектного пристрою у вибраному елементному базисі.

Основні технічні параметри елементів

Швидкодія – час затримки проходження сигналу. Визначається інтервалом часу між зміною станів вхідного і вихідного сигналів.

Навантажувальна здатність оцінюється коефіцієнтом розгалуження за виходом – числом входів однотипних ІМС, які можуть бути підключені до одного виходу.

Коефіцієнт об'єднання за входом визначається максимальним числом логічних елементів, які можна підключити до входу ІМС.

Вхідні і вихідні напруги і струми, відповідні логічним 1 і 0.

Заводостійкість визначається максимальною припустимою напругою завади, яка не викликає неправильного спрацьовування логічного елемента.

Ступінь генерування завад характеризується інтенсивністю коливань споживаного струму при спрацьовуванні (перемиканні) логічного елемента.

Потужність споживання – потужність, споживана від джерела живлення.

Середній час затримки і споживана потужність пов'язані між собою і їх добутком оцінюється ефективність цифрових мікросхем.

2.4. Логічні елементи

Інтегральні логічні елементи є основою всіх цифрових пристроїв. Логічні ІМС об'єднують у серії. В основі кожної серії лежить базовий елемент, що представляє собою електричну схему, що виконує логічну операцію І-НЕ або АБО-НЕ. Від параметрів базового елемента значною мірою залежать властивості і функціональні можливості розроблюваної серії логічних мікросхем.

За принципом побудови базових елементів цифрові ІМС можна об'єднати у наступні основні групи:

- Логічні елементи на біполярних транзисторах:

- 1) транзисторно-транзисторна логіка (ТТЛ);
- 2) транзисторно-транзисторна логіка на транзисторах Шоттки (ТТЛШ);
- 3) емітерно-зв'язана логіка (ЕЗЛ);
- 4) інтегрально-інжекційна логіка (І²Л).

- Логічні елементи на польових транзисторах:

- 5) логічні елементи на польових транзисторах одного типу провідності (МОН-логіка);
- 6) логічні елементи на комплементарних парах польових транзисторів (КМОН-логіка);

2.4.1. Транзисторно-транзисторні логічні елементи (ТТЛ)

Схему найпростішого ТТЛ-елементу наведено на рис. 2.2, а.

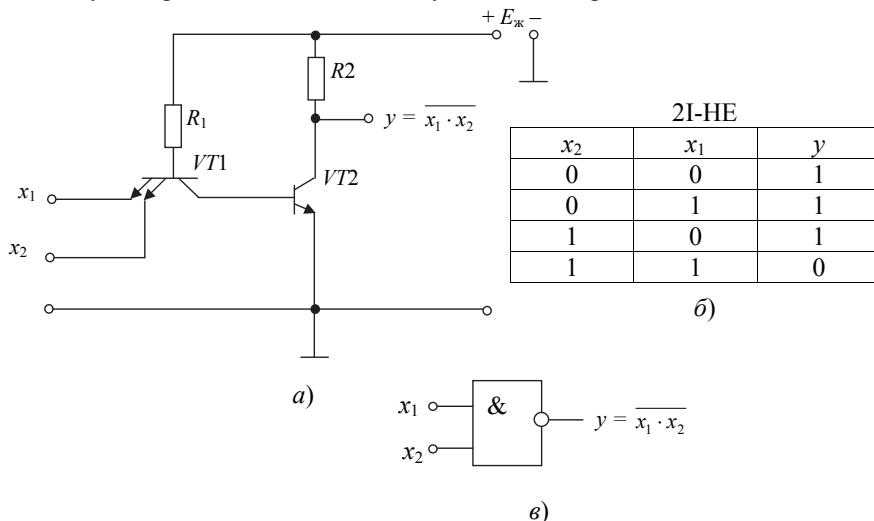


Рис. 2.2 – ТТЛ-елемент 2I-НЕ з простим інвертором:

а) принципова схема, б) таблиця істинності; в) умовне позначення

Схема ТТЛ-елемента, яку наведено на рис. 2.2, а, складається з двох послідовно включених функціональних частин: схеми, що виконує операцію І, та схеми інвертора. Схема І виконана на багатоемітному транзисторі $VT1$, а інвертор виконаний у вигляді ключа на транзисторі $VT2$.

Розглянемо роботу схеми рис. 2.2, а. Нехай на всі входи транзистора $VT1$ подано напругу лог. 1 $\approx E_{ж}$ ($x_1 = x_2 = 1$). При цьому емітерні переходи $VT1$ будуть закритими, так як потенціали емітерів виявляються вищими потенціалу бази. Колекторний перехід $VT1$, навпаки відкритий, так як потенціал колектора нижчий потенціалу бази. Базовий струм $VT1$ через колекторний перехід надходить до бази транзистора $VT2$, утримуючи $VT2$ в режимі насичення. На виході схеми встановлюється низька напруга: $y = U_{ке нас} = \text{лог. } 0$ ($y = 0$).

Розглянемо інший стан схеми. Нехай хоча б на одному з входів або на обох діє напруга лог. 0 ($x_1 = 0$, або $x_2 = 0$, або $x_1 = x_2 = 0$). У цьому випадку потенціал бази $VT1$ виявляється вищим потенціалів емітерів, весь базовий струм $VT1$ замикається через емітерні переходи. Струм у колі колектора $VT1$, а отже, і в колі бази $VT2$, практично відсутній. Транзистор $VT2$ закритий, на виході встановлюється висока напруга: $y = E_{ж} = \text{лог. } 1$ ($y = 1$).

Таким чином, стан вхідних сигналів і вихідного можна описати таблицею істинності, яка наведена на рис. 2.2, б. Таблиця відповідає логічній функції 2І-НЕ. На рис. 2.1, в наведено умовне позначення розглянутого логічного елемента, який виконує логічну функцію 2І-НЕ.

Число входів багатоемітного транзистора $VT1$ визначає реалізовану логічну функцію, наприклад, 4І-НЕ, 8І-НЕ. Такі елементи мають більші логічні можливості і більший коефіцієнт об'єднання за входом.

Схема ТТЛ-елемента з простим інвертором не знайшла широкого застосування через малу завадостійкість, здатність навантаження, а також поганої швидкодії.

На рис. 2.3 наведено схему ТТЛ-елемента зі складним інвертором.

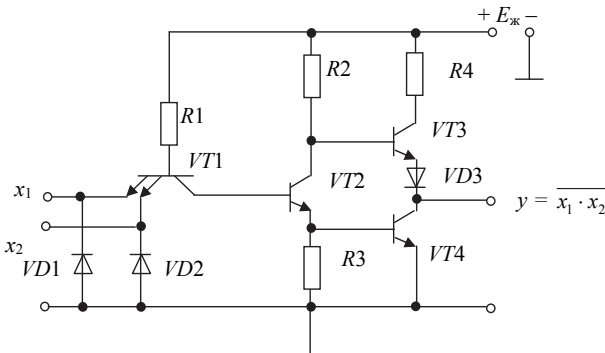


Рис. 2.3 – ТТЛ-елемент 2І-НЕ зі складним інвертором

Розглянемо принцип роботи схеми рис. 2.3. Якщо на всіх входах транзистору $VT1$ діє вхідна напруга лог. 1 $= E_{ж}$ ($x_1 = x_2 = 1$), весь струм, що протікає через резистор R_1 , подається на базу транзистора $VT2$. Транзистор $VT2$ відкрива-

ється і переходить у режим насичення. Частина емітерного струму транзистора $VT2$ надходить до бази транзистора $VT4$, утримуючи його в режимі насичення. На виході встановлюється низька напруга $y = U_{ке\text{ нас}} = \text{лог. } 0$ ($y = 0$).

Транзистор $VT3$ при цьому закривається, так як на нього подається негативна запираюча напруга від фазоінверсного каскаду, виконаного на транзисторі $VT2$. При цьому струм у вихідному колі ТТЛ-елемента і споживання енергії від джерела живлення мінімальні.

Якщо хоча б на один вхід подається напруга $\text{лог. } 0$, то транзистори $VT2$ і $VT4$ закриваються, на виході встановлюється напруга $E_{ж} = \text{лог. } 1$ ($y = 1$). При цьому транзистор $VT3$ відкритий, знаходиться в режимі насичення. Струм у вихідному колі ТТЛ-елемента і споживання енергії від джерела живлення також мінімальні.

У схемі рис. 2.3 використано діоди $VD1$ і $VD2$, які захищають емітерні переходи транзистора $VT1$ від вхідних сигналів і завзд негативної полярності.

Таким чином, ТТЛ-елемент (рис. 2.3) виконує логічну функцію 2І-НЕ, таблиця істинності аналогічна таблиці рис. 2.2, б, умовне позначення – рис. 2.2, в.

На рис. 2.4, а показано схему логічного елемента 2І-2АБО-НЕ і його умовне графічне позначення (рис. 2.4, б).

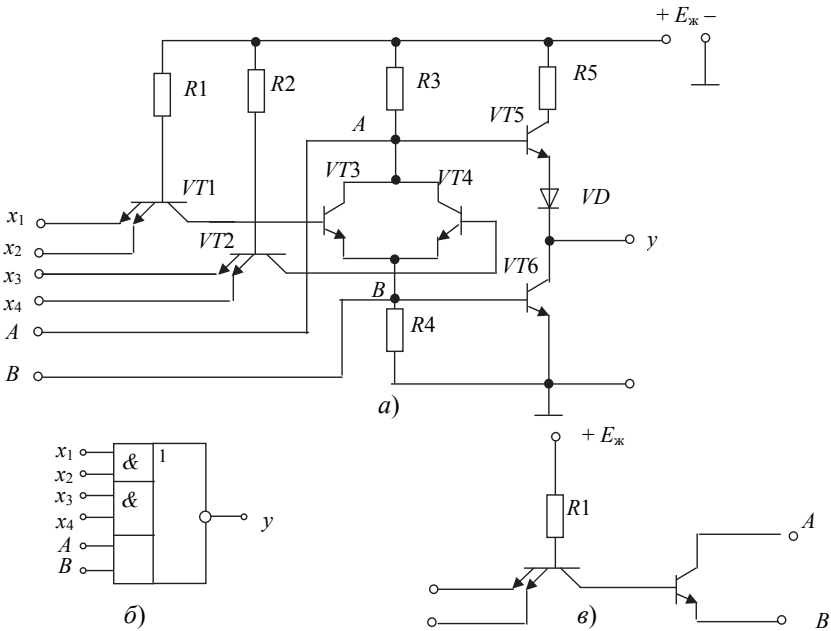


Рис. 2.4 – Схема ТТЛ елемента:

а) 2І-2АБО-НЕ, б) умовне графічне позначення; в) схема розширювача

У схемі рис. 2.4, а функція 2І реалізується багатоемітерними транзисторами $VT1$ і $VT2$, аналогічно розглянутій схемі 2.3. Функція 2АБО реалізується включеними паралельно транзисторами $VT3$ і $VT4$. Якщо хоча б один з них відкритий, через резистори R_3 і R_4 протікає струм, який для транзистора $VT5$ створює замикаючий, а для транзистора $VT6$ – відмикаючий потенціал на базі: в результаті на виході елемента встановлюється лог. 0. Якщо ж транзистори $VT3$ і $VT4$ одночасно замкнені, то на виході встановлюється лог. 1.

Кількість входів за I може бути різною за кожною з груп, але зазвичай $K_{об} \leq 4$.

В окремому випадку, коли $VT1$ і $VT2$ має тільки один емітер, отримаємо елемент 2АБО-НЕ.

На схемі рис. 2.4, а показані виводи A і B , які можна використовувати для підключення зовнішніх схем, що розширюють можливості елемента. Схему широко використовуваного варіанту розширювача (експандера) показано на рис. 2.4, в.

Для підключення до загальної інформаційної шини використовується спеціальний ТТЛ-елемент (рис. 2.5), у якого крім двох звичайних станів «0» або «1» вхідне коло може перебувати в третьому стані з відключеним виходом. Для реалізації такого режиму в схемі рис. 2.5 використовується додатковий вхід x_3 . При $x_3 = 1$, $y = x_1 \cdot x_2$, а при $x_3 = 0$ обидва плеча вихідного двотактного підсилювача замкнені, і вихід y від інформаційної шини виявляється відключеним.

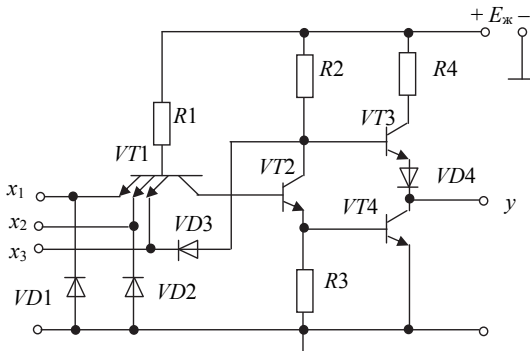


Рис. 2.5 – Схема ТТЛ-елемента з можливістю підключення до загальної інформаційної шини

2.4.2. Транзисторно-транзисторні логічні елементи з транзисторами Шотткі (ТТЛШ)

Швидкодія логічних елементів є одним з найважливіших їх параметрів. Вона оцінюється затримкою розповсюдження сигналу від входу до виходу елемента. Широке застосування отримали мікросхеми, в яких використовуються діоди Шотткі.

Базову схему ТТЛ-елемента 2І-НЕ з діодами Шотткі наведено на рис. 2.6.

В інтегральному виконанні транзистор і діод Шотткі складають єдину структуру, яка називається *транзистором Шотткі*, як показано на схемі рис. 2.6.

Підвищення швидкодії в схемі рис. 2.6 отримано зниженням ступеня насичення транзисторів за рахунок застосування діодів Шотткі, шунтуючих перехід колектор-база насиченого транзистора. Діоди Шотткі мають меншу порогову напругу відкриття, ніж перехід колектор-база. Тому під час дії вхідного імпульсу діоди Шотткі відкриваються раніше, ніж переходи колектор-база транзисторів. Таким чином, запобігається накопичення надлишкових зарядів у базових областях транзисторів. Накопичення зарядів у самих діодах Шотткі не відбувається, так як протікаючий в них струм викликаний перенесенням основних носіїв.

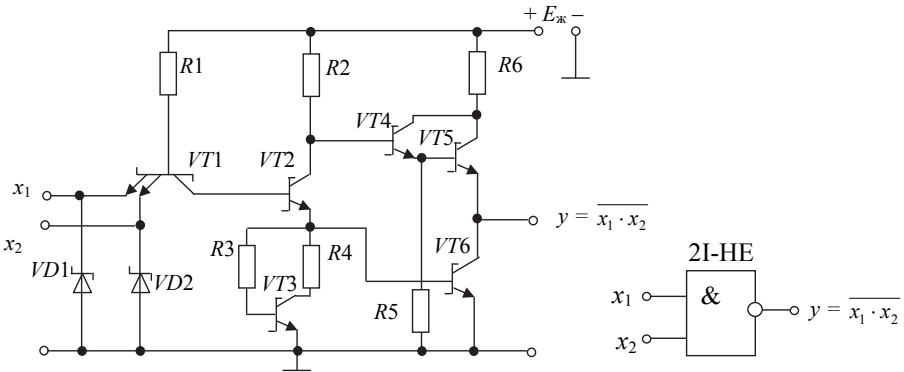


Рис. 2.6 – Схема ТТЛШ-елемента 2I-HE

Робота транзисторів Шотткі в ненасиченій області призводить до зменшення падіння напруги на їх переходах база-емітер, що зменшує в статичному режимі струм споживання і відповідно споживану потужність. У вихідному каскаді застосована схема Дарлінгтона (*VT4* і *VT5*), яка дозволяє забезпечити при виключенні схеми підвищений струм заряду ємнісного навантаження, що зменшує час затримки фронту вихідного сигналу, тому швидкодія схеми також зростає.

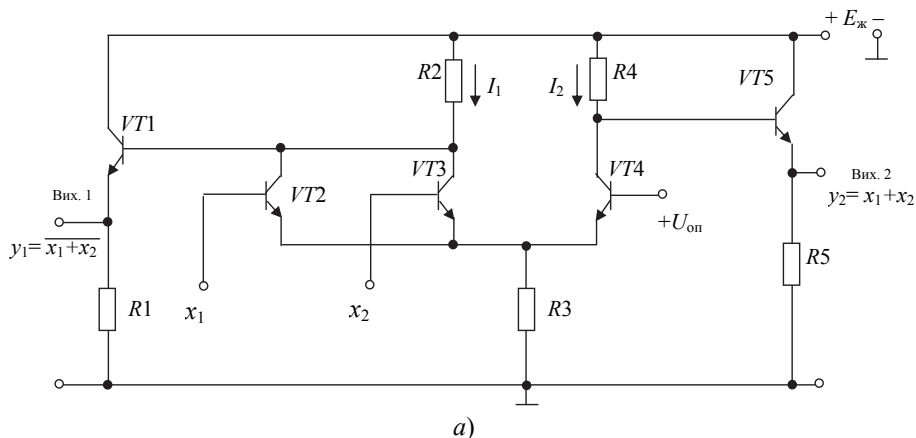
Подальше удосконалення ТТЛ-схем дозволило поліпшити їхні технічні характеристики. Серії ТТЛ-мікросхем продовжують залишатися основою побудови цифрових пристроїв. Всі мікросхеми ТТЛ мають однакову напругу живлення $E_{ж} = 5 \text{ В} \pm 10\%$ і близькі значення логічних рівнів. Це дозволяє здійснити спільну роботу схем ТТЛ різних серій. Функціональний склад мікросхем серій ТТЛ, особливості їх застосування та монтажу наводяться у довідниках.

2.4.3. Елементи емітерно-зв'язаної логіки (ЕЗЛ)

Цифрові елементи емітерно-зв'язаної логіки (ЕЗЛ) засновані на перемикачах струму, зібраних на біполярних транзисторах. Вони відрізняються від інших типів ІМС найбільшою швидкістю, але і більшою споживаною потужністю.

Велика швидкість ЕЗЛ-елементів обумовлена тим, що біполярні транзистори в цих схемах працюють без насичення і можуть перебувати або в активному режимі, або в режимі відсічки. Застосування емітерних повторювачів на виходах елемента також забезпечує прискорення процесу перезаряду ємностей, що підключаються до виходів, із-за малого вихідного опору повторювачів. Обраний малий перепад логічних рівнів (лог. 1 - лог. 0) також збільшує швидкість ЕЗЛ-елемента. Однак останній фактор призводить до порівняно низької завадостійкості елемента.

Елементи ЕЗЛ виконують як для позитивної, так і для негативної логіки. Типову схему ЕЗЛ-елемента позитивної логіки наведено на рис. 2.7.



$y_1 - 2 \text{ АБО-НЕ}$

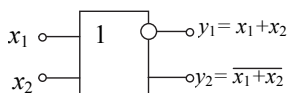
x_2	x_1	y_1
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

б)

$y_2 - 2 \text{ АБО}$

x_2	x_1	y_2
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

в)



г)

Рис. 2.7 – Елемент ЕЗЛ: а) принципова схема, б) таблиця істинності: вих. 1 $y_1 = x_1 + x_2$; в) таблиця істинності: вих. 2 – $y_2 = x_1 + x_2$; г) умовне позначення ЕЗЛ-елемента

Транзистори $VT2$, $VT3$, $VT4$ працюють у схемі перемикача струму, транзистори $VT1$ і $VT5$ працюють в схемах вихідних емітерних повторювачів. Ліве плече перемикача складається з включених паралельно транзисторів $VT2$ і $VT3$ (за числом входів x_1 і x_2 мікросхеми), праве плече складається з транзистора $VT4$, на базу якого подається опорна напруга ($+ U_{оп}$). На рис. 2.7, а показано струми I_1 і I_2 перемикача струму. Завдяки опорній напрузі $U_{оп}$ отримана ВАХ перемикача струму, яку наведено на рис. 2.8, в якій точка балансу струмів $I_1 = I_2$ збігається зі значенням обраної напруги $U_{оп}$.

Плавню змінюючи значення $U_{оп}$, можна регулювати діапазон вхідних напруг, які відповідають діапазону лог. 0, тобто змінювати порогову чутливість до напруги перешкоди.

Розглянемо принцип роботи ЕЗЛ-елемента (рис. 2.7, а). Для цього складемо таблиці істинності для виходів y_1 і y_2 .

Нехай вхідні сигнали $x_1 = \text{лог. } 0$, $x_2 = \text{лог. } 0$.

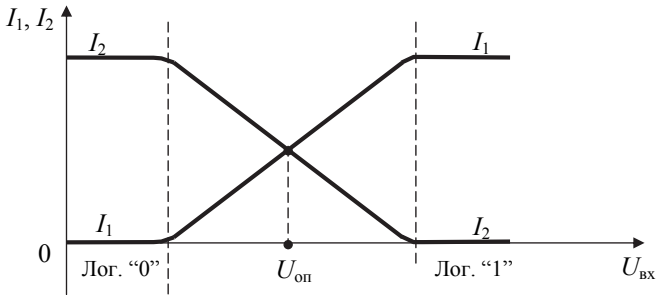


Рис. 2.8 – ВАХ перемикача струму

Транзистори $VT2$ і $VT3$ закриті (знаходяться у режимі відсічки), а транзистор $VT4$ відкритий, так як на його базу подано позитивну напругу $U_{оп}$. Тому напруга на виходах закритих транзисторів $VT2$ і $VT3$ буде великою, що відповідає $y_1 = \text{лог. } 1$, а напруга на виході відкритого транзистора $VT4$ буде малою, що відповідає $y_2 = \text{лог. } 0$. Такий стан схеми відповідає першому рядку в таблицях істинності рис. 2.7, б і рис. 2.7, в.

Якщо хоча б на один з входів приходить сигнал лог. 1 (наприклад, $x_1 = 1$, $x_2 = 0$), то транзистор $VT2$ відкривається, з'являється струм I_1 . На резисторі R_3 відбудеться падіння напруги $U_{R_3} = R_3 \cdot I_1$, яке більше опорної напруги $U_{оп}$ ($U_{R_3} > U_{оп}$). Напруга між базою і емітером транзистора $VT4$ дорівнює різниці $U_{бс VT4} = U_{оп} - U_{R_3}$ і має невелике значення, яке недостатнє для відкриття транзистора $VT4$. Транзистор $VT4$ закритий (знаходиться у режимі відсічки), струм $I_2 = 0$. Струм I_1 максимальний, тому напруга на колекторі відкритого транзистора $VT2$, а, отже, і на виході транзистора $VT3$ (так як вони з'єднані паралельно), буде малою, що відповідає $y_1 = \text{лог. } 0$. Напруга на виході закритого транзистора $VT4$ буде великою, що відповідає $y_2 = \text{лог. } 1$. Цей стан схеми відповідає другому рядку в таблицях істинності рис. 2.7, б і рис. 2.7, в.

Зміна входних сигналів: $x_1 = 0, x_2 = 1$ або $x_1 = 1, x_2 = 1$, зберігає вихідні напруги: $y_1 = 0, y_2 = 1$. Ці стани схеми відповідають третьому та четвертому рядкам в таблицях істинності рис. 2.7, б і рис. 2.7, в.

Таким чином, таблиця істинності для виходу y_1 відповідає логічній функції 2АБО-НЕ, для виходу y_2 – 2АБО. Умовне позначення ЕЗЛ-елемента з двома входними сигналами x_1 і x_2 наведено на рис. 2.7, г. Число входів можна використовувати і більше, наприклад, чотири. У цьому випадку число транзисторів у лівому плечі перемикача струму, включених паралельно, дорівнює також чотирьом.

2.4.4. Елементи інтегрально-інжекційної логіки (І²Л)

Логічні елементи інтегральної інжекційної логіки І²Л реалізують на базі транзисторних структур $n-p-n$ і $p-n-p$ типів за схемою, наведеною на рис. 2.9.

Базовими елементами І²Л є каскади-інвертори на транзисторах $VT1, VT2, VT3 \dots$, які можуть мати багато колекторів-виходів \bar{y} , виконаних в обсязі загальної p -бази, аналогічно емітерам багатоемітерного транзистора в ТТЛ.

Каскад на транзисторі $VT0$ типу $p-n-p$ називається *інжектором* і здійснює інжекційне живлення інверторів $VT1, VT2, VT3 \dots$. Число колекторів транзистора $VT0$ може сягати 10-20. Число каскадів, що живляться інжектором, дорівнює кількості його колекторів.

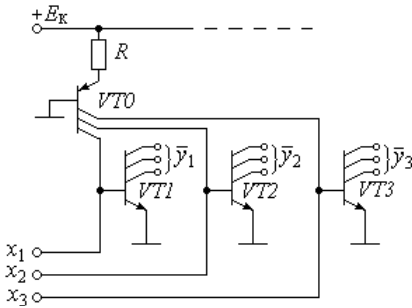


Рис. 2.9 – Базові елементи І²Л

Що ж стосується живлення, то воно охоплює тільки бази $VT1, VT2, VT3 \dots$. Колектори ж цих транзисторів залишаються відкритими.

Резистор R спільно з напругою живлення E_k утворює джерело струму, тобто обмежує струм, який розгалужується за базами $VT1, VT2, VT3 \dots$, здійснюючи їх живлення. Без резистора R струми живлення могли б зростати необмежено.

Здатність навантаження ЛЕ І²Л визначається числом колекторів транзисторів $VT1, VT2, VT3 \dots$

Елементи І²Л працюють таким чином.

Якщо на входах x_1, x_2, x_3 логічні одиниці, то бази транзисторів $VT1, VT2, VT3 \dots$ знаходяться під струмами. Виходи $\bar{y}_1, \bar{y}_2, \bar{y}_3$ через насичені транзистори підключаються до загальної шини і тому на виходах встановлюються логічні нулі.

Коли ж на входах x_1, x_2, x_3 логічні нулі, то струми колекторів інжектора відгалужуються на ці входи і бази $VT1, VT2, VT3 \dots$ знеструмлені. Зазначені транзистори перейдуть у режим відсічки і відключать виходи $\bar{y}_1, \bar{y}_2, \bar{y}_3$ від загальної шини. На виходах встановлюються логічні одиниці.

Переваги інжекційної логіки наступні:

- живляться не колектори, а бази, через що напруга живлення достатньо низька і не перевищує 1...1,5 В;

– висока економічність через відсутність в логічних елементах резисторів, на яких завжди розсіюється потужність;

– інтегрально-інжекційна логіка вдало поєднує мініатюризацію біполярної структури з незначним споживанням потужності на одиницю площі кристала і дозволяє розмістити на площі, займаній одним елементом ТТЛ, близько десяти аналогічних елементів І²Л.

Поряд з цими важливими перевагами І²Л-елементи мають низьку завадостійкість до запираючих завад (не більше 0,1 В). Тому І²Л-елементи використовують переважно у внутрішніх вузлах ВІС та СВІС.

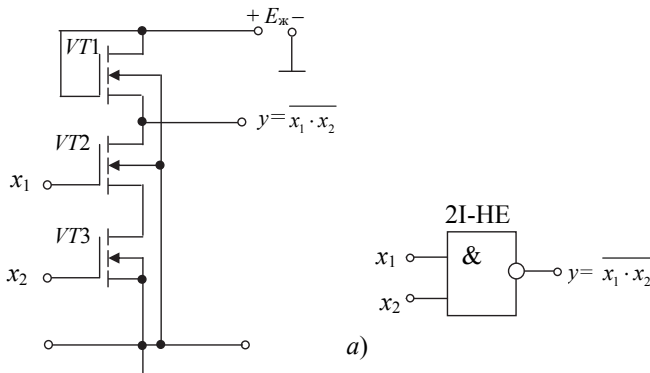
2.4.5. Логічні елементи *n*МОН-логіки

У цифрових мікросхемах практичне застосування отримали польові транзистори з окисною ізоляцією, що утворюють структуру метал-окис-напівпровідник (МОН) з індукованим каналом. Мікросхеми на МОН-транзисторах мають ряд переваг порівняно з біполярними схемами. Вони конструктивно прості, технологічні, мають високу завадостійкість і малу потужність розсіювання. МОН-ключ займає набагато меншу площу на поверхні підкладки порівняно з біполярним ключем.

Мікросхеми виконуються на МОН-транзисторах з індукованим каналом *n*- або *p*-типу. Відповідно до цього мікросхеми називають *n*МОН або *p*МОН. *n*МОН-структури мають ряд переваг порівняно з *p*МОН-структурами. Так як носіями струму в *n*-структурах є електрони, а в *p*-структурах – дірки, а електрони мають більшу рухливість, ніж дірки, то *n*МОН-структури мають більшу швидкодію. Для реалізації позитивної логіки зручніше використовувати *n*МОН-структури, для негативної *p*МОН-структури. Тому *n*МОН-логічні елементи використовуються частіше, ніж *p*МОН-логічні елементи.

В даний час широко використовуються мікросхеми на комплементарних МОН-транзисторах (КМОН-логіка).

Властивості, електричні параметри та характеристики логічних елементів визначаються властивостями електронних ключів, на яких такі елементи побудовані. Схеми базових логічних елементів та їх умовні позначення подані на рис. 2.10.



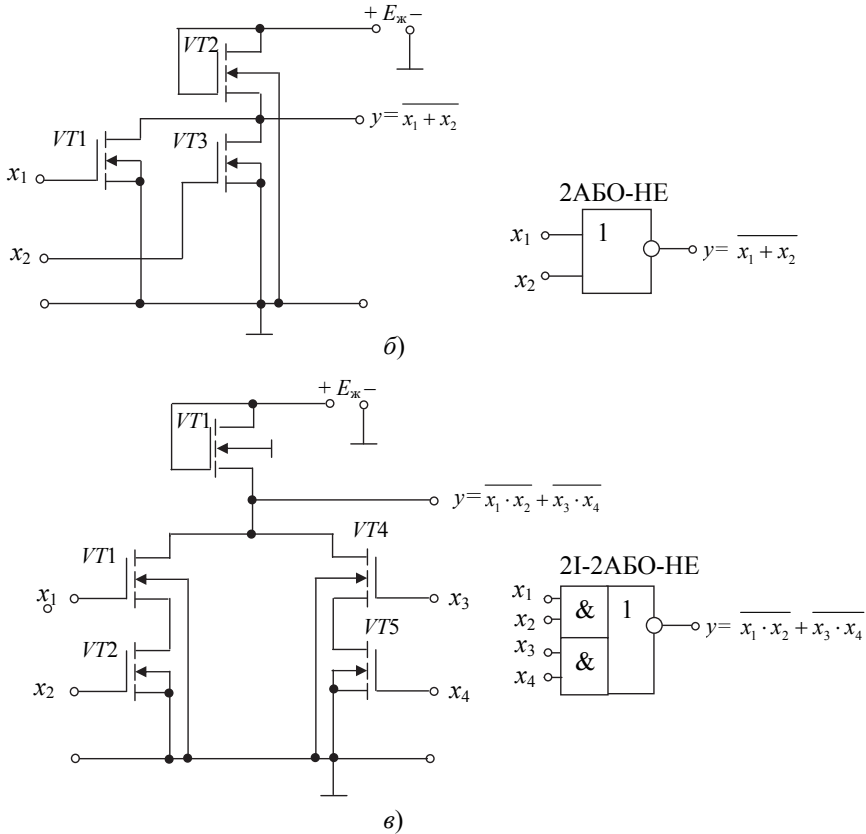


Рис. 2.10 – Базові логічні елементи nМОН-та їх умовні позначення:
 а) 2И-НЕ, б) 2АБО-НЕ; в) 2И-2АБО-НЕ

Для реалізації функції 2И-НЕ (рис. 2.10, а) транзистори $VT2$ і $VT3$ з'єднані послідовно між собою та з динамічним навантаженням, виконаним на транзисторі $VT1$. Струм через навантаження $VT1$ буде протікати лише в тому випадку, якщо обидва транзистора $VT2$ і $VT3$ відкриті, тобто коли на обидва входи подано відмикаючу напругу лог. 1: $x_1 = 1, x_2 = 1$. У цьому випадку на виході буде мінімальною, вихідна напруга дорівнює лог 0: $y = 0$.

В інших випадках достатньо, щоб на один з входів (або на обидва) був поданий рівень лог. 0, один транзистор (або обидва) буде закрито, струм через навантаження $VT1$ протікати не буде. У цьому випадку на виході встановиться велика напруга лог. 1: $y = 1$. Таким чином, можна скласти таблицю істинності для схеми рис. 2,10, а, яку наведено на рис. 2.11, а вона відповідає функції 2И-НЕ.

2І-НЕ		
x_2	x_1	y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

а)

2АБО-НЕ		
x_2	x_1	y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

б)

Рис. 2.11 – Таблиці істинності базових логічних елементів лМОН-логіки:
а) рис. 2.10, а – 2І-НЕ, б) рис. 2.10, б – 2АБО-НЕ

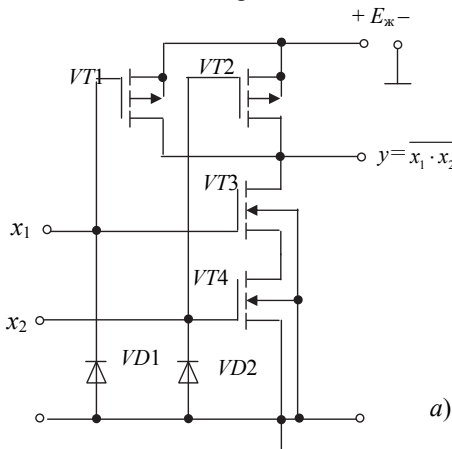
Для реалізації функції 2АБО-НЕ (рис. 2.10, б) транзистори $VT1$ і $VT3$ з'єднані паралельно між собою і до загального динамічного навантаження, виконаного на транзисторі $VT2$. У цій схемі струм через навантаження $VT2$ буде протікати при відкриванні хоча б одного з транзисторів або обох відразу, тобто при подачі лог. 1 на вхід одного з транзисторів ($VT1$ або $VT3$) або на обидва відразу. У цьому випадку на виході схеми рис. 2.10, б буде низька напруга лог. 0: $y = 0$.

Струм через транзистор навантаження $VT2$ не буде протікати лише у тому випадку, якщо обидва транзистора $VT1$ і $VT3$ будуть закриті, тобто $x_1 = 0$, $x_2 = 0$, у цьому випадку на виході схеми рис. 2.10, б буде висока напруга лог. 1: $y = 1$.

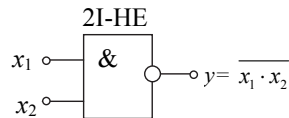
Таким чином, можна скласти таблицю істинності схеми рис. 2.10, б, яка наведена на рис. 2.11, б, вона відповідає логічній функції 2АБО-НЕ.

2.4.6. Логічні елементи КМОН-логіки

Схеми базових логічних елементів на КМОН-транзисторах та їхні умовні позначення наведено на рис. 2.12.



а)



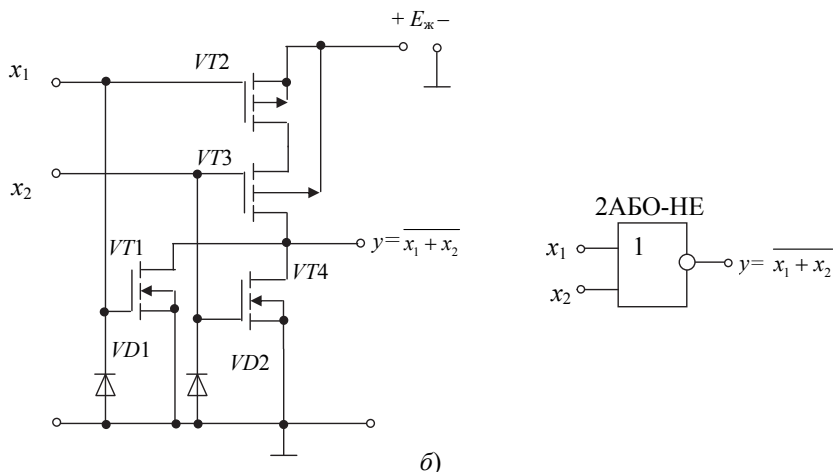


Рис. 2.12 – Базові логічні елементи КМОН-логіки та їх умовні позначення: а) 2И-НЕ, б) 2АБО-НЕ

Як випливає зі схем рис. 2.12, а і б вони складені з транзисторів різного типу провідності (КМОН транзисторів). Транзистори n -типу підключені виводом до нульового потенціалу (корпусу), транзистори p -типу підключені виводом до позитивної шини джерела живлення. Такі схеми забезпечують роботу в режимі позитивної логіки.

У схемах рис. 2.12 транзистори n -типу є основними, p -типу – навантаженням. Основні транзистори визначають роботу схеми. При послідовному з'єднанні транзисторів $VT3$ і $VT4$ у схемі рис. 2.12, а напруга на виході буде мати низький рівень лог. 0 ($y = 0$) лише в тому випадку, якщо транзистори $VT3$ і $VT4$ відкриті, тобто, якщо на входи подана відмикаюча напруга лог. 1: $x_1 = 1, x_2 = 1$. В інших випадках достатньо на один з входів подати низький рівень лог. 0, напруга на виході буде високою лог. 1: $y = 1$. Така схема (рис. 2.12, а) реалізує логічну операцію 2И-НЕ, аналогічно схемі рис. 2.10, а n МООН-логічного елемента.

Схема рис. 2.12, б, в якій основні транзистори $VT1$ і $VT4$ включені паралельно, реалізує логічну операцію 2АБО-НЕ, аналогічно схемі рис. 2.10, б n МОП-логічного елемента.

У схемах КМОН-логіки (рис. 2.12) струм від джерела живлення у статичному режимі не протікає, так як в комплементарній парі один з транзисторів завжди закритий.

Цифрові схеми на КМОН-транзисторах мають ряд переваг порівняно з мікросхемами на n МООН-транзисторах: вони мають дуже малу потужність споживання у статичному режимі, відносно високу швидкість, хорошу завадостійкість і досить велику навантажувальну здатність. Потужність, споживана схемою на КМОН-транзисторах, витрачається в основному під час переходного процесу. У статичному режимі споживана потужність визначається напругою живлення і струмами закритого МООН-транзистора.

Кожен з розглянутих типів цифрових мікросхем (біполярні ТТЛ, ЕЗЛ і І²Л, схеми на *n*МОН і КМОН-транзисторах) має свої переваги і недоліки, що визначають області їх застосування.

2.4.7. Логічні елементи з трьома станами виходу

Логічний елемент із трьома станами або тристановий драйвер, або тристановий буфер має на виході, крім звичайних двох станів, третій, що носить назву *Z*-стану. Третій стан – це стан великого вихідного опору, що є практично діелектриком.

Необхідність створення елементів з трьома вихідними станами виникла при організації процесорних систем із загальними шинами обміну даними між пристроями, що входять до складу системи. Щоб по одній і тій самій шині можна було б як приймати, так і передавати дані.

Одну зі схем тристанового драйвера (далі: драйвер), наведено на рис. 2.13, *a*, а її умовне позначення – на рис. 2.13, *б*. Третій стан забезпечують *EZ*-входом, який називається керуючим.

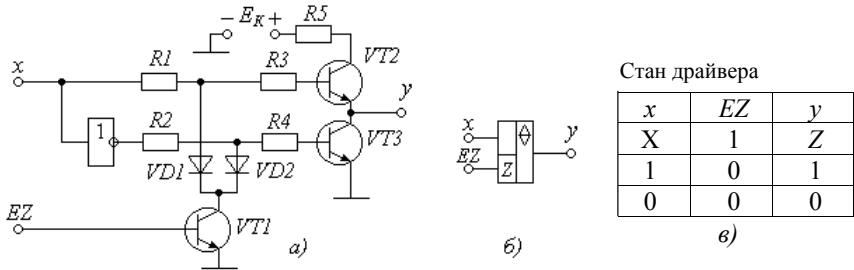


Рис. 2.13 – Драйвер: *a* – схема; *б* – умовне позначення; *в* – таблиця істинності

Роботу схеми відображає таблиця істинності рис. 2.13, *в*, в якій хрестиком *X* позначена незалежність вихідного рівня *y* від стану входу *x*.

Ключ на *VT1* забезпечує третій стан, а перемикач на *VT2*, *VT3* здійснює перемикання виходу *y* до логічних або нуля, або одиниці.

Драйвер працює таким чином.

Якщо *EZ* = 0, то транзистор *VT1* закритий і не впливає на роботу схеми, яка полягає в наступному. При *x* = 0 транзистор *VT2* закритий і відриває вихід *y* від $+E_K$, тобто від логічної одиниці. Завдяки інвертору 1 транзистор *VT3* відкритий і підключає вихід *y* до загальної шини, тобто до логічного нуля (*y* = 0). При *x* = 1 стан транзисторів *VT2*, *VT3* змінюється на протилежний, через що *y* = 1.

Коли ж *EZ* = 1, то транзистор *VT1* відкривається і через діоди *VD1*, *VD2* закорочує коло баз *VT2*, *VT3* на нуль. Обидва транзистора *VT2*, *VT3* закриваються і на виході *y* встановлюється високий опір.

Якщо виходу будь-якого логічного елемента необхідно забезпечити третій стан, то до виходу цього елемента слід підключити вхід *x* драйвера, як це пока-

зано на рис. 2.14. Роботу схеми пояснює таблиця рис. 2.14, в.

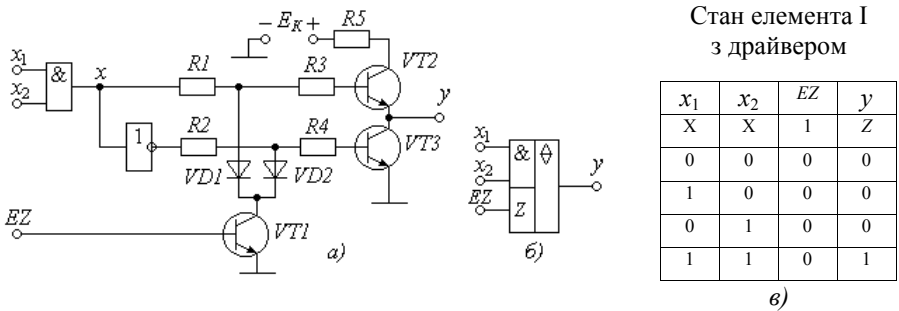


Рис. 2.14 – Логічний елемент І з драйвером: а – схема; б – умовне позначення; в – таблиця істинності

На рис. 2.15,а наведено схему драйвера на КМОН-структурах з інверсним управляючим входом \overline{EZ} .

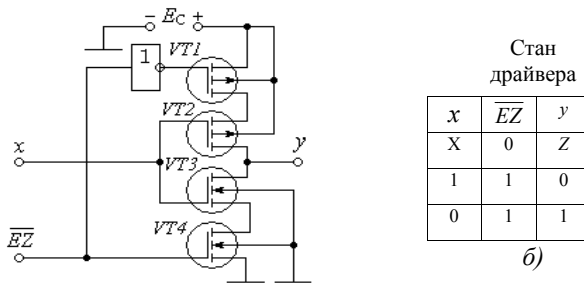


Рис. 2.15 – Драйвер на КМОН-структурах: а – схема, б – таблиця істинності

Z-стан КМОН-інвертора на транзисторах $VT2$ і $VT3$ забезпечують ключі на транзисторах $VT1$ і $VT4$.

Роботу схеми відображає таблиця істинності (рис. 2.15, б), в якій хрестиком X позначено незалежність вихідного рівня y від стану входу x .

Z-стан забезпечується, коли $\overline{EZ} = 0$. При цьому обидва ключі $VT1$ і $VT4$ закриті і відривають вихід y і від нуля, і від одиниці. Тому вихід y має високий вихідний опір.

Якщо $\overline{EZ} = 1$, то обидва ключа і $VT1$, і $VT4$ відкриті і схема виконує функцію інвертора.

Елементи з трьома станами виходу розроблені спеціально для використання їх у якості вихідного керованого буфера, що забезпечує підключення цифрових блоків до магістральних шин.

Буфери з трьома станами виходу носять назву *шинних драйверів*.

2.4.8. Порівняльна оцінка різних типів логічних елементів

Порівняємо розглянуті типи логічних елементів за основними характеристиками.

Швидкодія. Найбільш швидкодіючими є схеми на ненасичених транзисторах на перемикачах струму – ЕЗЛ елементи. Наступними за швидкістю є ТТЛШ елементи. Схеми з насиченими транзисторами мають меншу швидкодію через збільшення часу виключення, викликаного розсмоктуванням надлишкового заряду бази. Зі схем з насиченими транзисторами найбільшу швидкодію забезпечують ТТЛ схеми.

Споживана потужність. Найменшу величину споживаної потужності мають схеми на польових транзисторах з каналами різного типу провідності – КМОН-логіка. Малу величину споживаної потужності мають також І²Л елементи, так як вони вимагають малих значень живлячої напруги. Найбільшу потужність споживають ЕЗЛ елементи.

Реалізовані логічні операції. Більшість типів логічних елементів реалізує логічні операції І-НЕ й АБО-НЕ. Виняток становлять ЕЗЛ елементи, що мають два взаємно інвертованих вихода АБО і АБО-НЕ. Це є перевагою ЕЗЛ схем при використанні їх у складних цифрових пристроях.

Число входів. Найменшими обмеженнями за кількістю входів характеризуються ТТЛ-схеми, де число входів визначається числом емітерів у багатоемітерному транзисторі. В інших схемах збільшення числа входів пов'язане зі збільшенням числа транзисторів. Останнє, крім збільшення займаної площі, призводить до зростання паразитних ємностей і, отже, до зниження швидкодії.

Навантажувальна здатність. Основним фактором, що обмежує навантажувальну здатність всіх схем логічних елементів, є мінімальне значення коефіцієнта передачі струму інвертуючого транзистора. Проте в деяких типах схем до цього додаються ще й додаткові причини. У ТТЛ елементах додатковим фактором, що обмежує навантажувальну здатність, є навантаження закритого елемента вхідними струмами наступних елементів. Використання складного інвертора в таких випадках є обов'язковим. ЕЗЛ-схеми через малий вихідний і великий вхідний опір мають гарну навантажувальну здатність. Добру навантажувальну здатність мають також схеми на польових транзисторах, через великий вхідний опір.

2.4.9. Узгодження логічних елементів різних типів

Узгодження логічних елементів передбачає забезпечення спільної роботи мікросхем різних серій, наприклад, ТТЛ і КМОН. Узгодження різних типів мікросхем зв'язано, у першу чергу, з необхідністю узгодження вхідних і вихідних рівнів напруги, тобто рівнів логічного нуля і логічної одиниці при різних напругах живлення. Для розробки питань узгодження необхідно враховувати основні параметри узгоджуваних серій.

Пристрої, за допомогою яких узгоджуються різні серії, називають *перетворювачами* або *трансляторами рівнів*. На практиці особливий інтерес викликають перетворювачі рівнів найбільш часто використовуваних мікросхем,

ТТЛ і КМОН.

Для логічних елементів КМОН вхідний струм практично відсутній при зміні $U_{\text{вх}}$ від 0 до 15 В, а вихідний струм відкритих транзисторів досягає одиниць міліампер.

Вхідний же струм елементів ТТЛ може досягати 16 мА. Тому елементи ТТЛ і КМОН можна з'єднувати лише через схеми узгодження, враховуючи названу відмінність струмів.

При узгодженні ТТЛ-КМОН або КМОН-ТТЛ можуть зустрітися такі варіанти:

- узгодження ТТЛ-КМОН, якщо напруга живлення КМОН-серії значно більша, ніж мікросхем серії ТТЛ;
- узгодження КМОН-ТТЛ, якщо напруга живлення КМОН-серії значно більша, ніж мікросхем серії ТТЛ.

У разі єдиного кола живлення + 5 В для мікросхем серій ТТЛ і КМОН узгодження не потрібне. До виходу логічного елемента ТТЛ можна безпосередньо підключати вхід елемента КМОН. Для підвищення ж завадостійкості на виході ЛЕ ТТЛ між його виходом і джерелом живлення + $E_{\text{ж}}$ слід включити резистор з опором близько 5 кОм.

Коли напруга живлення КМОН-серії значно більша, ніж мікросхем ТТЛ, наприклад, $E_{\text{КМОН}} = 10 \text{ В}$, а $E_{\text{ТТЛ}} = 5 \text{ В}$, то узгодження ТТЛ-КМОН слід виконувати за схемою, наведеною на рис. 2.16. У цій схемі замість транзистора $VT1$ можна використовувати логічний елемент з відкритим колектором. Опір резистора R_2 у цьому випадку не має принципового значення і вибирається в межах 10...100 кОм.

Узгодження мікросхем КМОН-ТТЛ, якщо напруга живлення КМОН-серії значно більша, ніж мікросхем серії ТТЛ, виконується за схемою, наведеною на рис. 2.17.

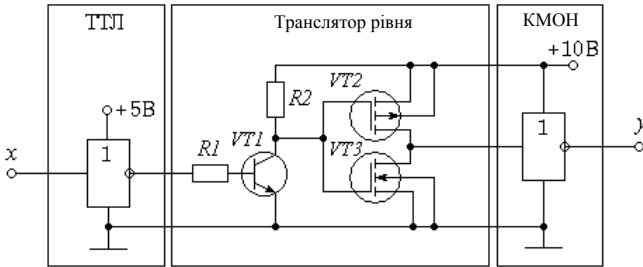


Рис. 2.16 – Узгодження мікросхем ТТЛ-КМОН

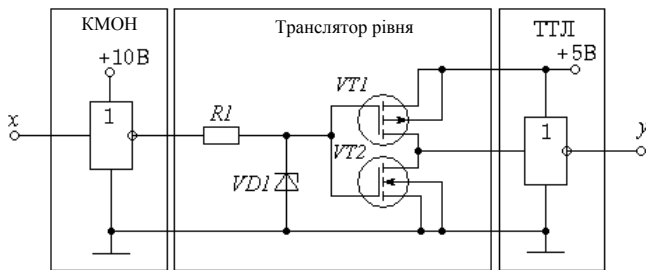


Рис. 2.17 – Узгодження мікросхем КМОН-ТТЛ

У цьому випадку необхідно виконувати узгодження елементів різних серій як за напругою, так і за струмом. Транслятор рівня містить обмежувач напруги на резистори R_1 і стабілітрон VD_1 з напругою стабілізації 5,1 В. Цей обмежувач повинен знизити напругу до 5,1 В, щоб транзистор VT_1 надійно закривався.

2.5. Правила застосування цифрових мікросхем

При використанні мікросхем слід дотримуватися таких правил:

- Число елементів, що підключаються до виходу логічного елемента, не повинно перевищувати зазначене в паспорті мікросхеми.

- Невикористані входи схем повинні бути підключеними, в ТТЛ і ТТЛШ серіях сигнали непідключених входів сприймаються як логічні одиниці.

- У ТТЛ і ТТЛШ невикористані входи або об'єднують з використовуваними входами (рис. 2.18, а), або підключають до джерела логічної одиниці. Таким джерелом може бути вихід логічного елемента, наприклад, НЕ, вхід якого підключений до нульового потенціалу (рис. 2.18, б), або резистор R з опором 1 кОм, підключений до джерела напруги + 5 В (рис. 2.18, в). До такого резистору можна підключати до 20 невикористаних входів.

- У КМОН-елементах непідключеними не можна залишати жодного входу, так як при цьому відповідний транзистор залишиться без напруги "затвор-підкладка" і схема стане непрацездатною. У серіях КМОН невикористані входи можна підключати до джерела напруги безпосередньо без резисторів. Як і у ТТЛ-елементах, невикористані входи можна об'єднувати з робочими.

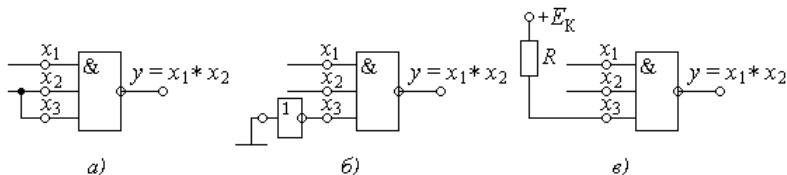


Рис. 2.18 – Правила підключення невикористаного входу x_3

- Невикористані входи схем АБО у будь-яких серіях необхідно або об'єднувати з робочими, або підключати до логічного нуля.

- Якщо деякі елементи, що входять до складу корпусу мікросхеми, не використовуються, то на їхні входи необхідно подавати такий потенціал, який забезпечить на виході логічну одиницю. У такому стані елемент споживає меншу потужність і, крім того, його можна використовувати як джерело логічної одиниці.

До найважливіших проблем цифрової схемотехніки належать питання захисту елементів від завад і шумів. Значну роль у цій проблемі відіграють конструкція пристрою і монтаж окремої мікросхеми. Основними джерелами виникнення завад і шумів є кола живлення і заземлення, вхідні та вихідні кола сигналу.

Внутрішній власний шум (крім теплового) можна зменшити раціональним розміщенням елементів на платі, фільтрацією і екрануванням.

Ситуація ускладнюється, коли сигнали необхідно приймати або передавати за межі плати. У цих випадках необхідно секціонувати шини „земля” так, щоб вузли великої потужності мали б свою землю, а малої потужності – свою. Ці шини мають об'єднуватися в одній і тій самій точці, яка заземлюється. Крім того, необхідно зменшувати паразитну реактивність земельних шин збільшенням їх площі та їх укороченням.

Інтенсивність завад зростає при передачі сигналів на відстань. Вони стають більш інтенсивними при великій погонній реактивності провідників, у тому числі, ліній зв'язку.

Для зниження впливу завад при передачі цифрових сигналів на відстань рекомендують в якості вихідного каскаду передавача (рис. 2.19) використовувати логічний елемент з відкритим колектором (стоком), а приймач виконувати на тригері Шмітта.

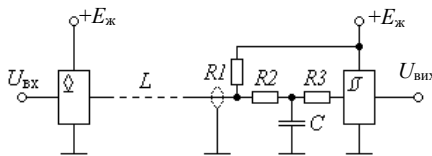


Рис. 2.19 – Захист від завад при передачі сигналів на відстані

При цьому резистор навантаження R_1 слід включати на приймальному кінці. Перед тригером Шмітта повинен бути фільтр, наприклад, R_2, C, R_3 .

Екран повинен заземлюватися тільки на приймальному кінці, щоб він не обтікався струмом.

Підвищити завадостійкість можна використанням симетричної лінії, наприклад, крученої пари двох однотипних проводів. Для використання симетричної лінії і передавач, і приймач повинні мати диференційні і вихід, і вхід відповідно.

Захистити цифрові схеми від завад і шумів можна за допомогою синхронізуючих сигналів. Синхронізація допомагає уникнути небажаних перемикань від завад x_3 (рис. 2.20, *a*).

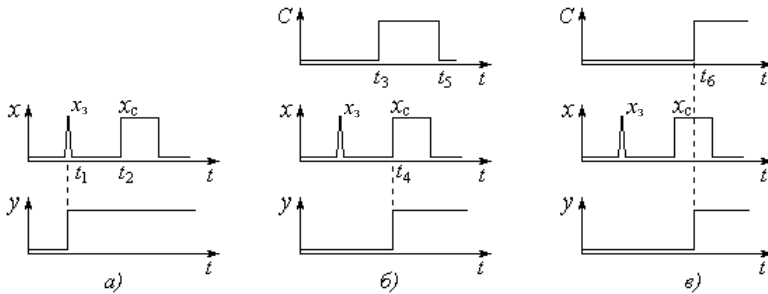


Рис. 2.20 – Прийом цифрових сигналів: *a* – без синхронізації; *б* – із синхронізацією рівнем; *в* – із синхронізацією перепадом

Алгоритмом прийому сигналів без синхронізації є рівняння: $y = x$, тобто, що на вході ЛЕ, то й на його виході.

Незважаючи на те, що сигнал x_c (рис. 2.20, *a*) з'являється лише в момент t_2 , ЛЕ спрацьовує в момент t_1 від завади x_3 . Таким чином, система без синхронізації ніяк не захищена від завад.

Цей істотний недолік значною мірою усунений у системі з синхронізацією. Існують два способи синхронізації: рівнем і перепадом.

При синхронізації рівнем спрацьовування ЛЕ можливе протягом усього часу ($t_3 \dots t_5$) дії дозволяючого рівня синхросигналу C (рис. 2.20, *б*).

Алгоритмом прийому сигналів зі синхронізацією рівнем є функція логічного множення рівня синхросигналу C і входу x :

$$y = C \wedge x = C \cdot x = 1,$$

тобто ЛЕ може спрацьовувати тільки під час ($t_3 - t_5$) дії дозволяючого рівня синхросигналу C . Тому, завада x_3 , що знаходиться за межами цього часу, не сприймається пристроєм. ЛЕ спрацьовує тільки тоді, коли з'явиться сигнал x_c у момент t_4 . Оскільки час ($t_3 - t_5$) дозволеного прийому обмежений, то спрацьовування від завад знижене.

Так, синхронізація рівнем підвищує завадостійкість.

Ще більш високу завадостійкість забезпечує синхронізація перепадом (рис. 2.20, *в*).

Алгоритмом прийому сигналів із синхронізацією перепадом є функція логічного множення похідної рівня синхронізації C і входу x :

$$y = \frac{dC}{dt} \wedge x = \frac{dC}{dt} \cdot x = 1,$$

тобто ЛЕ може спрацьовувати тільки в момент t_6 дії фронту C . За межами цього фронту ЛЕ нечутливий до будь-яких завад.

Оскільки час дозволу спрацьовування скорочений до одного моменту, то завадостійкість висока. При використанні обох методів синхронізації необхідно

на сигнальних входах x_c ставити логічні елементи з порогом спрацьовування, наприклад, тригери Шмітта. Виходи мікросхем, що передають сигнали за межі плати, необхідно буферувати за допомогою спеціальних мікросхем-буферів. Це допомагає уникнути явища інтерференції завади і корисного сигналу. Зменшити вплив завад і шумів значно допомагає раціональне розміщення шин напруж живлення і земель приладу.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Наведіть визначення ЦІС.
2. Наведіть визначення логічного елемента.
3. Яку логіку називають позитивною, яку негативною?
4. Що називають логічної змінної, логічною функцією, таблицею істинності?
5. Назвіть елементарні логічні функції.
6. Назвіть форми подання логічних функцій.
7. Який базис називають функціонально повним?
8. Назвіть основні закони алгебри логіки.
9. Назвіть основні технічні параметри логічних елементів.
10. Наведіть схему базового ТТЛ елемента і поясніть, як вона працює.
11. Наведіть схему базового ЕЗЛ елемента і поясніть, як вона працює.
12. Наведіть схему базового І²Л елемента і поясніть, як вона працює.
13. Наведіть схему МОН елемента, що виконує логічну операцію 2І-НЕ і поясніть, як вона працює.
14. Наведіть схему МОН елемента, що виконує логічну операцію 2АБО-НЕ і поясніть, як вона працює.
15. Наведіть схему КМОН елемента, що виконує логічну операцію 2І-НЕ і поясніть, як вона працює.
16. Наведіть схему КМОН елемента, що виконує логічну операцію 2АБО-НЕ і поясніть, як вона працює.
17. Для чого потрібні логічні елементи з трьома станами виходу?
18. Що розуміють під узгодженням логічних елементів?
19. Розкажіть правила застосування ЦІС.

Глава 3 ОПТОЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ

3.1. Визначення та класифікація

Оптронні прилади можна розділити на три основні групи: оптопари (елементарні оптрони), оптоелектронні (оптронні) інтегральні схеми та спеціальні види оптронів. Оптопара являє собою оптоелектронний напівпровідниковий прилад, що складається з випромінювального і фотоприймального елементів, оптично і конструктивно зв'язаних один з одним. Оптоелектронна інтегральна схема являє собою мікросхему, що складається з однієї або декількох оптопар і електрично з'єднаних з ними одного або кількох узгоджувальних або підсилюючих пристроїв. До кожної з цих груп відноситься велика кількість приладів, частину з яких наведено на рис. 3.1.

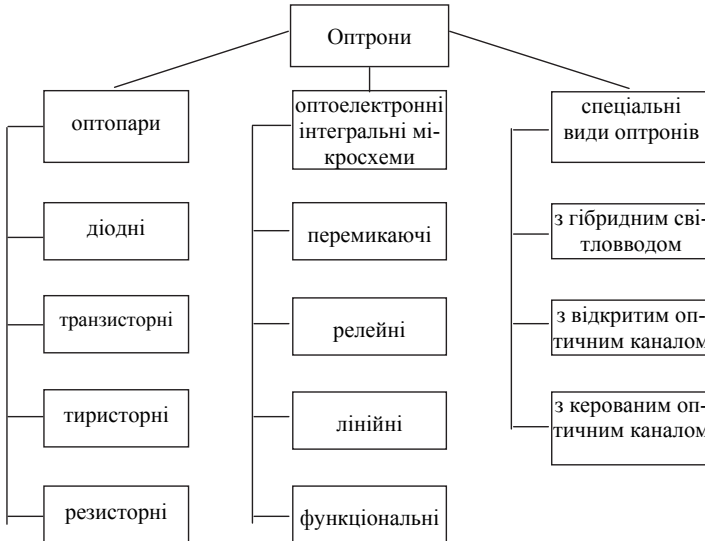


Рис. 3.1 – Вироби оптронної техніки

Принцип дії оптопари заснований на подвійному перетворенні енергії. У випромінювачах енергія електричного сигналу перетворюється в оптичне випромінювання, а у фотоприймачах, навпаки, оптичний сигнал перетворюється в електричний – струм або напругу. Таким чином, оптопара являє собою прилад з електричними вхідними і вихідними сигналами, тобто зв'язок із зовнішньою схемою електричний. Усередині оптопари зв'язок входу з виходом здійснюється за допомогою оптичних сигналів. В електричній схемі такий прилад виконує функцію вихідного елемента – фотоприймача з одночасною електричною ізоляцією входу і виходу. З точки зору застосування саме фотоприймач є визначальним елементом оптопари, а випромінювач підбирається під фотоприймач. З

точки зору конструктивно-технологічної обидва елементи приймач і випромінювач є рівноправними. Випромінювач обумовлює в більшості випадків ефективність перетворення енергії і термін служби оптопарі. Схемотехнічне «обличчя» оптопарі визначає саме фотоприймач.

Існує й інший різновид оптронів: використовує зовнішні вхідні та вихідні оптичні сигнали і внутрішні електричні сигнали (рис. 3.2). Як правило, такі прилади містять підсилювачі фотоструму.



Рис. 3.2 - Оptron з зовнішньої оптичної зв'язком

В окремих випадках застосовуються оптрони, які одночасно використовують оптичні та електричні зв'язки (один з можливих варіантів наведено на рис. 3.3).

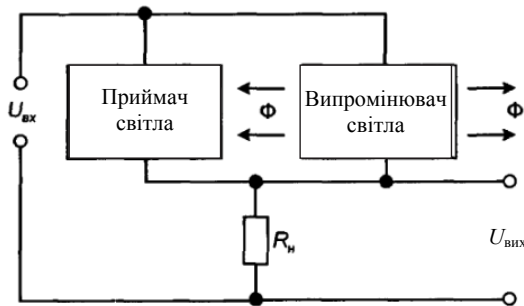


Рис. 3.3 – Оptrони, які одночасно використовують оптичні й електричні зв'язки

В основу класифікації оптронів можуть бути покладені різні критерії. Оptrони можна класифікувати за їх головним функціональним призначенням. Тут розрізняють оптрони трьох типів:

- оптрони із зовнішнім оптичним та внутрішнім електричним зв'язками, призначені для підсилення і перетворення випромінювання;
- оптрони із внутрішнім оптичним зв'язком, використовувані в якості змінних опорів;
- оптрони з електричним зв'язком, використовувані в якості ключових елементів.

Іншим критерієм для класифікації оптронів може служити тип застосованого фотоприймача, вибором якого в основному визначаються параметри оптронів. За типом використовуваного фотоприймача оптрони підрозділяються на такі, що використовують фотодіоди (рис. 3.4, а), одиночні фототранзистори

(рис. 3.4, б), складені фототранзистори (рис. 3.4, в), фототиристри (рис. 3.4, г) і фоторезистори (рис. 3.4, д).

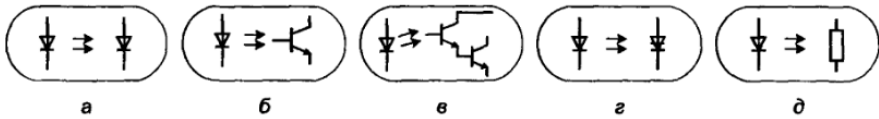


Рис. 3.4 – Умовні позначення оптопар

Принципові переваги оптопар, які зумовлені використанням фотонів в якості носіїв інформації, полягають у забезпеченні високої електричної ізоляції входу і виходу, односпрямованості потоку інформації, відсутності зворотного зв'язку з виходу на вхід і широкій смузі пропускання.

Крім того, важливими перевагами оптопар є:

- можливість безконтактного управління електронними об'єктами і зумовлені цим різноманітність і гнучкість конструкторських рішень управління;
- несприйнятливості оптичних каналів зв'язку до впливу електромагнітних полів, що у разі оптопар з протяжним оптичним каналом зумовлює високу заводо захищеність, а також виключає взаємні наведення;
- можливість створення функціональних мікроелектронних пристроїв з фотоприймачами, характеристики яких під дією оптичного випромінювання змінюються за заданим законом;
- розширення можливостей управління вихідним сигналом оптопари шляхом впливу на оптичний канал і, як наслідок цього, створення різноманітних датчиків і приладів для передачі інформації.

Сучасним оптопарам притаманні і певні недоліки:

- низький ККД, обумовлений необхідністю подвійного перетворення енергії, і значна споживана потужність;
- сильна температурна залежність параметрів;
- високий рівень власних шумів;
- конструктивно-технологічна недосконалість, яка пов'язана, в основному, з використанням гібридної технології.

Перераховані недоліки оптопар по мірі удосконалення матеріалів, технології, схемотехніки поступово усуваються

3.2. Структурна схема оптрона

Структурну схему оптрона наведено на рис. 3.5.

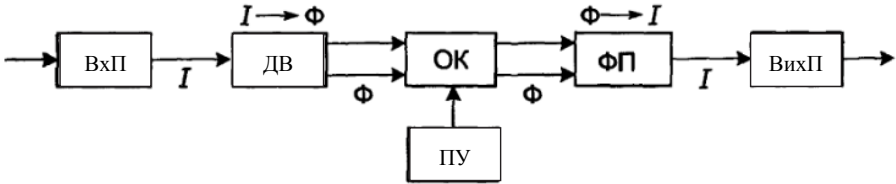


Рис. 3.5 – Структурна схема оптрона

На ній позначено: ВхП – вхідний пристрій, ДВ – джерело випромінювання, ОК – оптичний канал, ФП – фотоприймач, ВихП – вихідний пристрій, ПУ – пристрій управління.

Вхідний пристрій служить для оптимізації робочого режиму джерела випромінювання і перетворення зовнішнього сигналу.

Джерело випромінювання. Основним випромінювачем сучасних оптопар є інжекційний світлодіод. При створенні надшвидкодійних і потужних оптопар з протяжним оптичним каналом може виявитися доцільним застосування напівпровідникових лазерів.

Оптичний канал. Якість оптопари значною мірою залежить від ефективності передачі енергії від випромінювача до приймача, тобто від властивостей оптичного каналу. В оптопарах використовуються наступні конструктивні види оптичних каналів:

- зв'язок через повітря, який характеризується простотою і високою електричною ізоляцією;
- зв'язок через повітря з використанням оптичного фокусування за допомогою лінз, що забезпечує кращу передачу випромінювання порівняно з прямим зв'язком через повітря;
- зв'язок з використанням імерсійного середовища, що забезпечує найкращі параметри оптичного каналу;
- зв'язок з використанням відрізка світловоду.

Таким чином, при виборі типу оптичного каналу необхідно в залежності від застосування оптопари задовольнити таким вимогам:

- забезпечити заданий рівень електричної ізоляції між входом і виходом оптопари;
- узгодити матеріал оптичного каналу з випромінювачем і приймачем спектрально, тобто забезпечити високу прозорість для випромінювання в робочому діапазоні довжин хвиль;
- знизити втрати на відбиття на границях випромінювач – оптичний канал і оптичний канал – приймач.

Фотоприймач. Найбільш поширеними типами фотоприймачів в сучасних оптопарах є *p-i-n* фотодіоди, фототранзистори і фототиристри. Спектральні характеристики таких фотоприймачів охоплюють весь видимий діапазон спектру і частину ближньої інфрачервоної області. Фотодіоди є хорошими фотоприймачами, однак для отримання вихідних сигналів необхідної амплітуди тре-

ба доповнити фотодіод підсилювачем. Існують два способи інтеграції фотоприймача і підсилювача:

- використання фототранзистора;
- використання фотодіода, фотострум якого підсилюється транзистором, розміщеним на тому самому кристалі.

Широке застосування в оптопарах отримали складені фототранзистори і фототиристри.

Вихідний пристрій. Вихідний пристрій повинен перетворити сигнал фотоприймача в стандартну форму, зручну для впливу на слідувачі за оптроном каскади, якими, найчастіше, є вхідні кола логічних інтегральних схем або пристрої релейного типу. Практично обов'язковою функцією вихідного пристрою є підсилення сигналу, так як втрати після подвійного перетворення дуже значні. Нерідко функцію підсилення виконує і сам фотоприймач (наприклад, фототранзистор).

Загальна структурна схема рис. 3.5 реалізується в кожному конкретному приладі лише частиною блоків. У відповідності з цим виділяють три раніше названі основні групи приладів оптронної техніки: оптопари (елементарні оптрони), що використовують блоки світловипромінювач – оптичне середовище – фотоприймач; оптоелектронні (оптронні) мікросхеми - оптопари з додаванням вихідного, а іноді і вхідного пристрою; спеціальні види оптронів – прилади, які функціонально і конструктивно суттєво відрізняються від елементарних оптронів та оптоелектронних інтегральних схем. Чіткі межі між цими групами приладів провести не завжди вдається, однак для більшості типів вироблених промисловістю оптронів подібний поділ виявляється цілком правомірним і доцільним.

Реальний оптрон може бути складнішим, ніж схема на рис. 3.5.

Кожен із зазначених на ній блоків може містити в собі не один, а кілька однакових або подібних один одному елементів, пов'язаних електрично і оптично, проте це не змінює суттєво основ фізики та електроніки оптрона.

3.3. Основні електричні параметри та характеристики

В системі параметрів оптопар можна виділити наступні групи: *вхідні параметри, вихідні параметри, передавальні параметри та параметри ізоляції.*

Вхідне коло оптопари описується наступними основними параметрами:

– *номінальний вхідний струм* $I_{\text{вх.ном}}$ – значення струму, рекомендоване для оптимальної експлуатації оптопари і яке використовується при вимірюванні її основних параметрів;

– *вхідна напруга* $U_{\text{вх}}$ – падіння напруги на випромінюючому діоді в прямому напрямку при заданому значенні прямого струму, зазвичай при $I_{\text{вх.ном}}$;

– *вхідна ємність* $C_{\text{вх}}$ – ємність між вхідними виводами оптопари у заданому режимі.

Крім того, використовуються граничні вхідні параметри:

– *максимальний вхідний струм* $I_{\text{вх.макс}}$ – максимальне значення постійного прямого струму, який допускається пропускати через випромінюючий діод оптопари;

– *зворотна вхідна напруга* $U_{\text{вх.зв}}$ – максимальне значення зворотної напруги будь-якої форми, яка може бути прикладена до входу оптопари у зворотному напрямку.

Вихідне коло оптопари описується наступними основними параметрами:

– *максимально припустима зворотна вихідна напруга* $U_{\text{вих.зв.макс}}$ – максимальне значення зворотної напруги будь-якої форми, яке допускається прикладати до виходу оптопари;

– *максимально припустимий вихідний струм* $I_{\text{вих.макс}}$ – максимальне значення струму, який допускається пропускати через фотоприймач у ввімкненому стані оптопари;

– *струм витоку на виході* $I_{\text{ввт}}$ – струм на виході оптопари при $I_{\text{вх}} = 0$ і заданому значенні і полярності $U_{\text{вих}}$;

– *вихідна залишкова напруга* $U_{\text{зал}}$ – значення напруги на ввімкненому фототристорі або фоторезисторі в режимі насичення;

– *вихідна ємність* $C_{\text{вих}}$ – ємність фотоприймача.

Передавальні параметри характеризують ефективність передачі електричного сигналу зі входу оптопари на вихід. Ефективність передачі енергії сигналу описують *коефіцієнтом передачі* (зазвичай за струмом), а швидкість передачі сигналу часовими параметрами.

Основним параметром, який характеризує передачу сигналу оптопари зі входу на вихід, для всіх типів оптопар, крім тиристорних, є коефіцієнт передачі за струмом k_i , тобто відношення струму на виході оптопари $I_{\text{вих}}$, до струму, який діє на його вході $I_{\text{вх}}$:

$$k_i = I_{\text{вих}} / I_{\text{вх}}. \quad (3.1)$$

Залежність $I_{\text{вих}} = f(I_{\text{вх}})$ називається *передатною характеристикою*. Передатна характеристика у загальному випадку нелінійна. Розрізняють статичний коефіцієнт передачі k_{i_s} , який визначається за формулою (3.1), і диференційний коефіцієнт передачі:

$$k_{i_{\text{д}}} = \lim_{\Delta I_{\text{вх}} \rightarrow 0} \frac{\Delta I_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{вх}}}.$$

Нелінійність передатної характеристики пов'язана з нелінійністю випромінювальної характеристики випромінювача оптопари, а також із залежністю диференційного коефіцієнта передачі від вихідного струму. Тиристорна оптопара працює у ключовому режимі, і параметр k_i для неї не має сенсу. Передатна характеристика для неї визначається вхідним струмом, за якого фототристор включається. У паспорті на тиристорну оптопару задається *значення струму включення* – мінімальне значення вхідного струму, за якого гарантується надійне відпирання фототристора. Крім того, задається *максимально припустимий вхідний струм завади* $I_{\text{завмакс}}$ – максимальне значення вхідного струму тиристорної оптопари, за якого фототристор не включається. Параметр $I_{\text{завмакс}}$ характеризує завадостійкість тиристорної оптопари.

Швидкодію оптопар характеризують такі часові параметри перехідної характеристики вихідного струму $i_{\text{вих}}(t)$, одержуваної при подачі на вхід прямокутного імпульсу з амплітудою $I_{\text{вх}}$ (рис. 3.6):

– час наростання вихідного струму $t_{\text{нар}}$ – час наростання вихідного струму від рівня $0,1I_{\text{вихmax}}$ до рівня $0,9I_{\text{вихmax}}$;

– час затримки при включенні $t_{\text{зт}}$ – час від моменту подачі t_0 імпульсу вхідного струму до моменту наростання вихідного струму до рівня $0,1I_{\text{вихmax}}$.

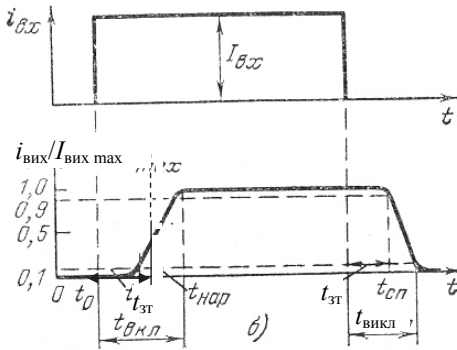


Рис. 3.6 – Діаграми перемикання оптопар

Сума часу затримки і часу наростання при включенні становить час включення $t_{\text{вкл}}$ оптопар $t_{\text{вкл}} = t_{\text{зт}} + t_{\text{нар}}$. Аналогічним чином визначаються час спаду $t_{\text{сп}}$, час затримки при вимиканні і час вимикання. Швидкодія оптопар характеризується часом перемикання $t_{\text{пер}} = t_{\text{вкл}} + t_{\text{вкл}'}$. Швидкодія деяких класів оптопар задається граничною частотою $f_{\text{гр}}$ або максимальною швидкістю передачі інформації F .

Параметрами електричної ізоляції оптопар є *максимально припустима пікова* $U_{\text{ізпик}}$ і *статична напруга ізоляції* $U_{\text{із}}$ між входом і виходом, *опір ізоляції* $R_{\text{із}}$, *прохідна ємність* $C_{\text{пр}}$ і *максимальна швидкість наростання вихідної напруги* $(dU/dt)_{\text{max}}$. Саме параметр $U_{\text{ізпик}}$ визначає можливість оптопар як елемента електричної ізоляції. Пікова напруга ізоляції $U_{\text{ізпик}}$ – пікове значення напруги із заданими значеннями тривалості та частоти повторення, яке може бути прикладене між входом і виходом оптопар і за якого зберігається електрична міцність оптопар. Статично максимально припустима напруга між входом і виходом $U_{\text{із}}$ визначає електричну міцність оптопар при постійній нарузі, в статичному режимі. У статичному режимі задається також опір ізоляції $R_{\text{із}}$ при $U_{\text{із}}$. Параметри $C_{\text{пр}}$ і $(dU/dt)_{\text{max}}$ визначають стійкість оптопар до скачків напруги на виході. При таких скачках з високою швидкістю наростання напруги через випромінювач оптопар може протікати ємнісний струм i_c (рис. 3.7)

$$i_c = 0,5 C_{\text{пр}} dU/dt,$$

де $C_{\text{пр}}$ – прохідна ємність оптопар.

При достатньому струмі може статися помилкове включення оптопар. Амплітуда напруги U_{max} при цьому може бути значно меншою $U_{\text{ізпик}}$.

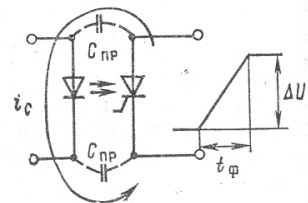


Рис. 3.7 – Вплив прохідної ємності оптопар

Зворотній зв'язок за постійним струмом в оптопарі практично виключається, тому що опір ізоляції $R_{i3} = 10^{12}$ Ом. Зв'язок за змінним струмом може бути значним, оскільки прохідна ємність, характерна для більшості оптопар, дорівнює приблизно 1пФ.

3.4. Резисторні оптопари

Резисторні оптопари (рис. 3.4,д) принципово відрізняються від усіх інших видів оптопар фізичними та конструктивно-технологічними особливостями, а також складом і значеннями параметрів.

У резисторних оптопарах в якості випромінювача використовуються в основному світловипромінюючі діоди або інфрачервоні випромінюючі діоди. В якості фотоприймального елемента застосовується фоторезистор – напівпровідниковий резистор, опір якого зменшується при впливі видимих світлових або невидимих інфрачервоних променів. Зменшення опору фоторезистора відбувається за рахунок генерації світлом пар вільних носіїв заряду – електронів і дірок, що збільшують електропровідність напівпровідника.

Фоторезистори оптопар виготовляються на базі селеніду кадмію CaSe або сірчистого кадмію CdS. Важливою вимогою є узгодженість випромінювача і приймача за спектральними характеристиками.

Темновий струм фоторезистора за відсутності впливу світла від випромінювача зазвичай складає одиниці мікроампер. При опроміненні провідність фоторезистора значно зростає (в сотні, тисячі разів), вона пропорційна силі світла випромінювача. Тому шляхом зміни струму через випромінювач можна управляти провідністю фоторезистора. Властивості фоторезисторів не залежать від полярності прикладеної напруги, що дозволяє включати їх у коло змінного струму.

Фоторезистор і випромінювач об'єднані всередині корпусу оптопари оптично прозорим середовищем (клеєм) з великим опором ізоляції. Тому коло випромінювача надійно ізольоване від вихідного кола оптопари – фотоприймача. Параметри оптопар залежать від температури. Підвищення температури фоторезистора призводить до збільшення його світлового опору і зниження фотоструму. При підвищенні температури темновий струм збільшується, темновий опір зменшується.

До негативних властивостей резисторних оптопар належить їхня низька швидкодія.

Найважливішими характеристиками резисторної оптопари є: *вхідна вольт-амперна характеристика* (ВАХ) (рис. 3.8,а), *вихідна температурна* (рис. 3.8,б), *передатна*, а також – *залежність вихідного опору від вхідного струму* (рис. 3.8, в), *частотна характеристика* (рис. 3.8,г).

Резисторні оптопари застосовуються переважно для безконтактної комутації та управління в колах постійного і змінного струмів.

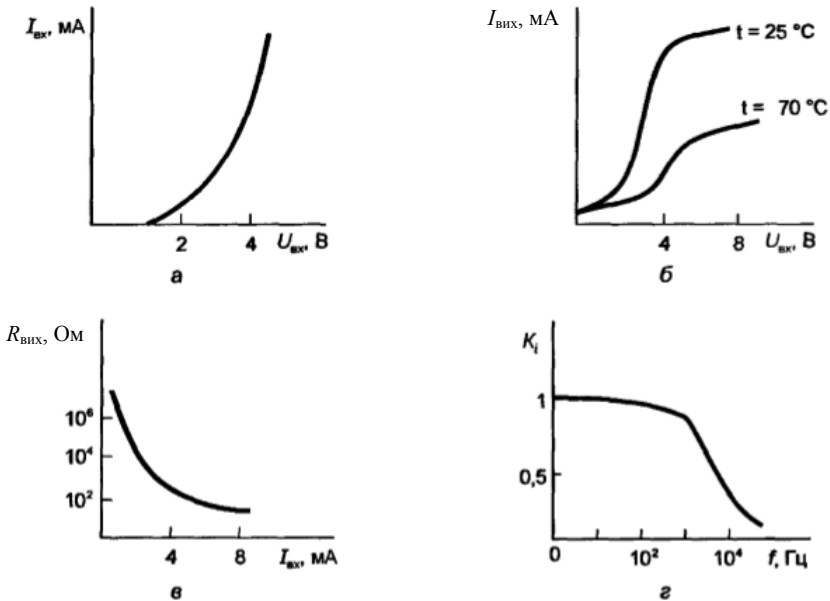


Рис. 3.8 – Характеристики резисторної оптопар

Перевагами резисторних оптопар, що визначають їх широке застосування, є лінійність і симетричність вихідної характеристики, відсутність фотоЕРС, можливість роботи при великих значеннях напруг будь-якої полярності (сотні вольт) у вихідному колі, високі значення темнового опору ($R_f = 10^6 \dots 10^{11}$ Ом)

3.5. Діодні оптопар

У діодних оптопарах в якості фотоприймального елемента використовується фотодіод на основі кремнію, а випромінювачем служить інфрачервоний випромінюючий діод. Максимум спектральної характеристики випромінюючого діода припадає на довжину хвилі близько 1 мкм. При опроміненні в фотодіоді виникає генерація пар носіїв заряду – електронів і дірок. Інтенсивність генерації пропорційна силі світла, і отже, вхідному струмові. Вільні електрони і дірки розділяються електричним полем переходу фотодіода і заряджають p -область позитивно, а n -область – негативно. Таким чином, на вихідних виводах оптопар з'являється фотоЕРС. У реальних приладах вона не перевищує (0,7 ... 0,8) В, а ККД становить близько 1%. Такий режим роботи приймального елемента оптопар називається *фотогоальванічним*.

Якщо до фотодіода оптопар прикладена зворотна напруга більша 0,5 В, то електрони і дірки, генеровані випромінюванням, збільшують зворотний струм фотодіода. Такий режим роботи приймального елемента оптопар називається

фотодіодним. Значення зворотного фотоструму практично лінійно зростає із збільшенням сили світла випромінюючого діода.

Для підвищення швидкодії використовуються фотодіоди з $p-i-n$ -структурою. У них між легованими областями p та n -типу використовується напівізолюючий i шар кремнію з власною провідністю. Сильне електричне поле, що виникає в i -області, призводить до скорочення часу прольоту носіїв заряду через цю область і до швидкого наростання і спаду фотоструму. Час наростання і спаду фотоструму в таких фотодіодах може становити одиниці і навіть частки наносекунд. Однак швидкодія оптопар в цілому залежить ще й від швидкодії випромінювача, а також від опору вихідного навантаження. Реальні значення часу затримки сигналу в діодному оптроні становлять близько 1 мкс.

Для опису властивостей діодних оптопар зазвичай використовують вхідні і вихідні ВАХ, передатні характеристики у фотогальванічному і фотодіодному режимах.

Вихідна характеристика оптопар аналогічна зворотній гілці ВАХ діода. Зворотний струм практично не залежить від напруги. При великій напрузі виникає електричний пробій фотодіода.

Передатна характеристика у фотодіодному режимі являє собою залежність вихідного струму від вхідного і практично лінійна у широкому діапазоні вхідних струмів. Коефіцієнт передачі струму становить одиниці відсотків.

Передатна характеристика у фотогальванічному режимі нелінійна. ФотоЕРС при збільшенні вхідного струму прагне до насичення: вона не може перевищувати контактної різниці потенціалів на переході фотодіода і зазвичай складає (0,5 ... 0,8) В.

Залежності коефіцієнта передачі діодної оптопарі від вхідного струму, вихідної напруги і температури наведено на рис. 3.9, а-в.

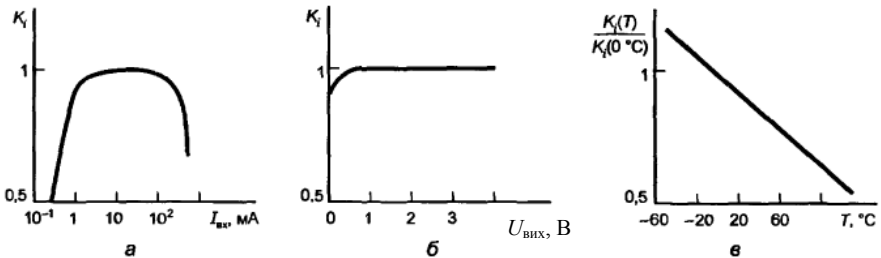


Рис. 3.9 – Залежності коефіцієнта передачі діодних оптопар

При використанні діодних оптопар в електронних пристроях реалізується низка властивостей, притаманних цьому класу оптопар: висока швидкодія, малі темнові струми вихідного кола, високий опір гальванічної розв'язки.

Швидкодія такого типу оптопар визначається її вихідною ємністю. Швидкодія оптопар, яка задається в довідниках практично характеризує граничну швидкодія оптопарі і досяжна при особливій побудові кола навантаження.

Зміна вхідного струму оптопари по-різному впливає на зміну $t_{\text{нар}}$ і $t_{\text{сп}}$, тобто $t_{\text{пер}}$ практично не змінюється. Характерно, що вже при $U_{\text{зв}} = 3 \dots 5$ В перехідні процеси в $p-i-n$ фотодіоді протікають настільки швидко, що швидкодія оптопари визначається випромінювачем і тому від напруги на фотодіоді практично не залежить.

Для діодних оптопар характерна відносно слабка температурна залежність k_i , зумовлена головним чином залежністю від температури T параметрів випромінювача. У діапазоні від -60 до $+85^\circ$ С залежність $k_i = f(T)$ практично лінійна.

Діодні оптопари мають найбільш лінійні передавальні характеристики серед інших типів оптопар і широко застосовуються для передачі аналогових сигналів. Широкий діапазон робочих частот, малий рівень власних шумів, слабка температурна залежність параметрів – це переваги діодних оптопар з точки зору застосування в аналогових пристроях.

Значення коефіцієнта передачі за струмом діодної оптопари можна збільшити, якщо підключити у вихідне коло інтегральний підсилювач. Основна складність передачі аналогового сигналу полягає насамперед у вузькому діапазоні лінійності передатної характеристики і низького ступеня цієї лінійності. Сучасні діодні оптопари при гарній термостабілізації можуть забезпечити передачу аналогового сигналу з нелінійністю 1-5% при $I_{\text{вхmax}}/I_{\text{вхmin}} = 2 \dots 3$. Зниження нелінійності веде до різкого звуження робочого діапазону струмів. Істотно ускладнює завдання неспотвореної передачі аналогової інформації через оптопару великий розкид параметрів, а також велика часова нестабільність цих параметрів. Значно підвищується якість передачі аналогового сигналу при використанні *диференційної діодної оптопари*. Особливим випадком експлуатації слід вважати роботу діодних оптопар у фотогальванічному режимі. Основною вимогою до таких оптопар – джерел енергії з електричною ізоляцією – є високий ККД. Оптопари, які призначені для експлуатації у фотогальванічному режимі, характеризуються великим значенням k_i .

3.6. Транзисторні оптопари

Транзисторна оптопара виконується з фотоприймальним елементом на базі фототранзистора. Як правило, в оптопарі використовуються фототранзистори зі структурою $n-p-n$ на основі кремнію, які чутливі до випромінювання з довжиною хвилі близько 1 мкм. Випромінювачами служать арсенід-галієві діоди або діоди на потрійному з'єднанні, максимум спектрального випромінювання яких лежить поблизу області найбільшої чутливості фототранзистора. Сімейство вихідних характеристик транзисторної оптопари наведено на рис. 3.10.

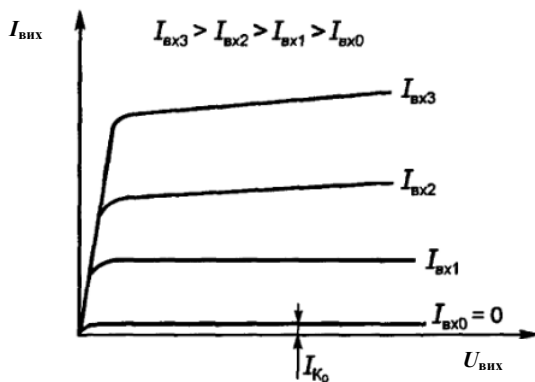


Рис. 3.10 – Вихідні характеристики транзисторної оптопари

Випромінювальний діод конструктивно розташований так, що більша частина світла спрямовується на базову область фототранзистора. Випромінювач і приймач ізольовані один від одного оптично прозорим середовищем.

За відсутності випромінювання в колі колектора фототранзистора, включеного за схемою із спільним емітером, протікає зворотний темновий струм, аналогічний за походженням і характеристикам струму у звичайних біполярних транзисторах.

Зворотний темновий струм суттєво залежить від температури. При її підвищенні на 10°C він приблизно подвоюється. Для зменшення темного струму між виводами бази і емітера фототранзистора вмикається зовнішній резистор з опором $0,1 \dots 1,0 \text{ МОм}$.

При опроміненні в базовій області генеруються пари – електрон-дірка. Електрони витягаються з бази у бік позитивно зарядженого колектора, а дірки залишаються в базі і створюють позитивний заряд. Це еквівалентно виникненню відпираючого струму бази транзистора, внаслідок чого струм колектора також збільшується.

Співвідношення між струмом бази і колектора має вигляд

$$I_K = h_{21e} I_{\phi.б.},$$

де $I_{\phi.б.}$ – генерований випромінюванням фотострум у базі фототранзистора; h_{21e} – коефіцієнт підсилення струму.

Таким чином, фототранзистор має внутрішнє підсилення фотоструму K_i . Найбільше внутрішнє підсилення мають оптопари, що використовують складені фототранзистори. Їх коефіцієнт підсилення фотоструму K_i може перевищувати 1000, однак вони мають гірші показники швидкодії. Найбільшу швидкодію мають діод-транзисторні оптопари. Швидкодія звичайних діод-транзисторних оптопар $t_{пер} = 2 \dots 4 \text{ мкс}$.

Оптопари можна характеризувати параметром, названим *добротністю*:

$$Q = K_i / t_{пер}.$$

Цей параметр для різних типів оптопар залишається постійним у широкому інтервалі значень вхідних струмів. Значення добротності залежить від напруги ізоляції $U_{із}$. При $U_{із} \approx 1...5$ кВ, $Q = 0,1...1$ мкс⁻¹.

Основні параметри і характеристики вхідного кола транзисторної оптопари аналогічні параметрам діодних оптопар, так як в них використовуються подібні випромінювачі. Вихідні характеристики суттєво відрізняються від аналогічних оптопар. Залежність коефіцієнта передачі струму від вхідного струму відхиляється від лінійної, причому тим більше, чим більше вхідний струм і чим кращі підсилювальні властивості фототранзистора.

Типові залежності K_i від вхідного струму різних транзисторних оптопар наведено на рис. 3.11. Тут крива 1 відповідає діод-транзисторній оптопарі, крива 2 – транзисторній оптопарі, крива 3 – оптопарі із складеним фототранзистором. Нелінійність характеристик пояснюється тим, що коефіцієнт підсилення транзистора залежить від струму бази і тому не є постійною величиною.

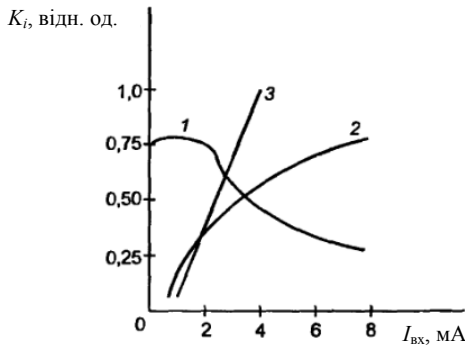


Рис. 3.11 – Залежність коефіцієнта передачі за струмом від вхідного струму для транзисторних оптопар

При великих вхідних струмах коефіцієнт передачі за струмом з підвищенням температури лінійно зменшується, як і у випадку діодних оптопар. У загальному випадку характер кривих $K_i = f(T)$ визначається залежністю від температури квантового виходу як світлодіода, так і транзистора. Підвищення температури призводить до зростання інерційності транзисторних оптопар. Одночасно збільшується і темновий струм фотоприймача. Це особливо сильно позначається у випадку оптопар із складеними фототранзисторами. При збільшенні температури від 25 до 100 °С їхній темновий струм зростає в $10^4...10^5$ разів, а у звичайних оптопар – у $10^2...10^3$ разів.

Внаслідок, перш за все, високої нелінійності передатної характеристики транзисторних оптопар, а також сильної температурної залежності параметрів, високого рівня шумів і вузької смуги робочих частот транзисторні оптопари відносно рідко застосовуються для передачі аналогового сигналу. Основний режим експлуатації транзисторних оптопар – ключовий.

Транзисторні оптопари знаходять застосування в аналогових і цифрових комутаторах, оптоелектронних реле, в лініях зв'язку для гальванічної розв'язки та ін. У транзисторних оптопар значення вихідного струму зазвичай достатнє для дії наступних пристроїв

3.7. Тиристорні оптопари

У тиристорних оптопарах в якості приймального елемента використовується кремнієвий фототиристор. Сімейство ВАХ фототиристорного оптрона наведено на рис. 3.12.

Фототиристор так само, як звичайний тиристор, має чотиришарову структуру *p-n-p-n*. Конструктивно оптопара виконана так, що основна частина випромінювання вхідного діода спрямована на високоомну базову область *n* фототиристора. До крайніх областей – *аноду p* і *катоду n* прикладається зовнішня вихідна напруга «плюсом» до аноду. При опроміненні в *n*-базі генеруються пари носіїв заряду – електронів і дірок. Електричним полем центрального (колекторного) переходу між *n*- і *p*-областями носії заряду розділяються. При цьому електрони залишаються в *n*-базі, а дірки потрапляють до *p*-базис. Відбувається інжекція неосновних носіїв заряду з крайніх переходів структури, які названо *емітерними*. Лавиноподібне наростання струму через структуру призводить до «відпирання» тиристора. Всі три переходи виявляються зміщеними у прямому напрямку, і падіння напруги на фототиристорі у відкритому стані виходить незначним.

Фототиристор так само, як і фото транзистор, має велике внутрішнє підсилення фотоструму. На відміну від фототранзистора, включений стан фототиристора зберігається і при припиненні випромінювання вхідного діода. Таким чином, керуючий сигнал на тиристорну оптопару може подаватися лише протягом невеликого часу, необхідного для відпирання тиристора. Цим досягається суттєве зменшення енергії, необхідної для управління тиристорної оптопарою.

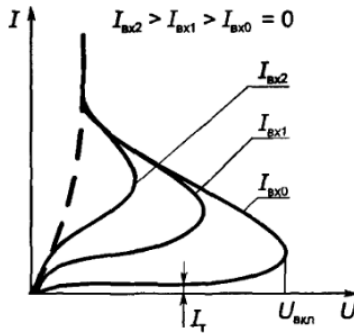


Рис. 3.12 – Вольт-амперні характеристики тиристорного оптрона

Щоб замерти тиристор, з нього слід зняти зовнішню напругу. Якщо тиристор включається у коло змінної або пульсуючої напруги, то вимикання тиристора відбувається при зменшенні напруги і струму через тиристор до значення, за якого не може підтримуватися включений стан приладу.

За відсутності вхідного сигналу, що відповідає неопромінену стану базової n -області, через фототиристор протікає малий темновий струм витоку. Темновий струм сильно залежить від температури. При підвищенні температури на $10\text{ }^\circ\text{C}$ струм приблизно подвоюється.

Тиристорні оптопари використовуються в якості ключів для комутації великих струмів і напруг у колах як радіоелектронного ($U = 50 \dots 600\text{ В}$, $I = 0,1 \dots 10,0\text{ А}$), так і електротехнічного ($U = 100 \dots 1300\text{ В}$, $I = 6 \dots 320\text{ А}$) призначення.

Час перемикання тиристорних оптопар знаходяться в інтервалі від десятків мікросекунд до десятків мілісекунд.

Важливою перевагою цих приладів є те, що управляючи значними потужностями у навантаженні, вони споживають малу потужність колами управління і тому сумісні за входом з інтегральними мікросхемами.

3.8. Електрична модель оптрона

Розглянемо динамічну модель діодної оптопари. Діодна оптопара в класі оптоелектронних приладів має найкращі параметрами ізоляції і швидкодію, що визначило її широке застосування.

Діодна оптопара має у своєму складі два оптоелектронних прилади – випромінюючий діод і фотоприймач (фотодіод), відповідно модель оптопари складається з моделей компонентів. Динамічна модель випромінюючого діода складається з джерела струму I_d , динамічного опору діода $r_{\text{дин}}$ (визначається опорами бази діода, омичних контактів і виводів), опору витоку $r_{\text{вт}}$ і ємності діода C_d (рис. 3.13,а). Джерело струму I_d , кероване напругою U , для випромінюючого діода зазвичай описується виразом, що відповідає кусочно-лінійній апроксимації ВАХ діода (рис. 3.13,б). Ділянку ВАХ діода для напруг $0 < U < U_0$, необхідно враховувати у випромінюючому діоді, через сильний вплив бар'єрної ємності діода $C_{б1}$ за цих значень напруги U іноді для зниження значення $C_{б1}$ вводять постійну пряму напругу зсуву $U_{зс}$ (див. рис. 3.13,б).

В якості динамічної моделі випромінюючого діода як правило використовують модель Еберса-Молла або зарядокеровану модель.

Для моделі Еберса-Молла маємо відповідно схеми заміщення на рис. 3.13,а.

$$I_d = I_0 \exp[(U/(m\varphi_T)) - 1];$$

$$C_d = C_{б1} + C_{\text{диф}};$$

$$C_{б1} = C_{б0}(1 - U/\psi)^{-\gamma};$$

$$C_{\text{диф}} = [I_0 \exp[(U/(m\varphi_T))]](m\varphi_T/\tau),$$

де $\varphi_T = 0,026\text{ В}$ (за $T = 25^\circ\text{C}$); $\psi = 0,7 \dots 0,75\text{ В}$; $C_{\text{диф}}$ – дифузійна ємність.

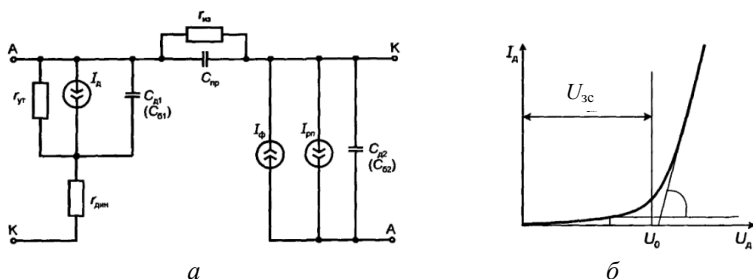


Рис. 3.13. Динамічна модель діодної оптопари (а) та апроксимація ВАХ випромінювального діода (б)

Параметри моделі I_0 , m , φ_T можна обчислити з умови апроксимації ВАХ випромінювального діода за виразом

$$I_j = I_0[\exp(U_j - I_j t_{\text{дин}})/(m\varphi_T)], j = 1, 2, 3, \dots, N,$$

де I_j , U_j – відповідні j -й експериментальній точці ВАХ діода значення струму й напруги діода; N – число експериментальних точок.

Модель фотоприймача для фотодіодного режиму роботи складається з джерела фотоструму $I_\phi = k_i I_d$, джерела струму p - n -переходу керованого напругою, $I_{pn} = I_0 \exp[(U)/(m\varphi_T) - 1]$ і бар'єрної ємності фотодіода $C_{б2}$. Слід підкреслити, що швидкодія оптопари помітно обмежується бар'єрними ємностями $C_{б1}$, $C_{б2}$. Навіть у малоінерційних випромінюючих діодів $C_{б1} = (50 \dots 200)$ пФ, значення ємності фотодіода $C_{б2}$ істотно менше ($1 \dots 10$ пФ), однак вона заряджається малим струмом I_ϕ , і її вплив на швидкість перемикання оптопари також виявляється значним.

3.9. Застосування оптронів

Застосування оптронів характеризується їх впровадженням в усі нові галузі електроніки, обчислювальної техніки, автоматики і електроніки.

В якості гальванічної розв'язки оптрони застосовуються: для зв'язку блоків апаратури, між якими є значна різниця потенціалів; для захисту вхідних кіл вимірювальних пристроїв від перешкод і наведень; для узгодження інтегральних схем, що мають різні потенційні рівні логічних станів (наприклад, біполярних і на польових транзисторах); для розв'язки шин живлення від землі і т.п. У всіх цих застосуваннях оптрони служать для передачі інформації між блоками, які не мають замкнених електричних зв'язків, і, як правило, не несуть самостійного функціонального навантаження. В якості таких інформаційних оптронів зазвичай використовуються оптопари з діодним або транзисторним виходом і оптронні мікросхеми типу перемикача. Для передачі аналогової інформації використовуються специфічні за побудовою і характеристиками диференційні оптопарі і оптронні мікросхеми.

Інша найважливіша область застосування оптронів – оптичне, безконтактне управління потужнострумовими і високовольтними колами. Запуск поту-

жних тиристорів, триаків, симісторів, управління електромеханічними релейними пристроями і приводами верстатів, комутація силових ліній електроживлення – ось ті функції, які виконують управляючі оптрони (як правило, з тиристорним виходом або приймачем у вигляді складеного фототранзистора) і оптронні мікросхеми релейного типу.

Специфічну групу управляючих оптронів складають резисторні оптрони, які призначені для слабкострумових схем комутації у пристроях візуального відображення інформації, виконаних на електролюмінісцентних (порошкових) індикаторах, мнемосхемах, екранах. Простота, низька вартість фотоприймальної частини таких оптронів, електрична та технологічна їх сумісність з електролюмінісцентними елементами, простота реалізації бістабільних структур – ось ті чинники, які визначають переважне використання резисторних оптронів у цій області.

Створення «довгих» оптронів (приладів з протяжним гнучким волоконно-оптичним світловодом) відкрило зовсім новий напрямок застосування виробів оптронної техніки – *зв'язок на коротких відстанях*. Сюди відносяться зв'язки між платами всередині блоку ЕОМ, зв'язки між блоками і між окремими ЕОМ; виносні щупи контрольно-вимірювальних приладів, апаратури контролю висковольтних ліній електропередач; протяжні джгути систем дистанційного контролю електричних параметрів приладів в умовах впливу надвисокочастотних полів, потужних електромагнітних імпульсів, жорсткого гамма- і рентгенівського випромінювання; інші радіоелектронні пристрої, що потребують коротких перешкодозахищених надійних зв'язків. Функціонально «довгі» оптрони (або короткі волоконно-оптичні лінії зв'язку) можуть відноситися і до інформаційних, і до лінійних, і до керуючих оптронів.

Різні оптрони (діодні, резисторні, транзисторні) знаходять застосування і у суто радіотехнічних схемах модуляції, автоматичного регулювання підсилення та ін. Вплив по оптичному каналу тут використовується для виведення схеми у оптимальний робочий режим, для безконтактної перебудови режиму і т. п.

Можливість зміни властивостей оптичного каналу за різних зовнішніх впливів на нього дозволяє створити цілу серію оптронних датчиків: це датчики вологості і загазованості, датчики наявності в обсязі тієї чи іншої рідини, датчики чистоти обробки поверхні предмета, швидкості його переміщення і т. п. Особливо широкого поширення для введення інформації в ЕОМ отримали оптрони з відкритим оптичним каналом.


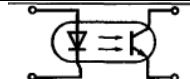
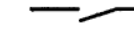
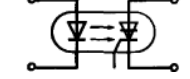
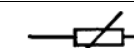
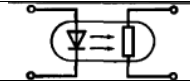
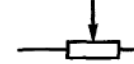
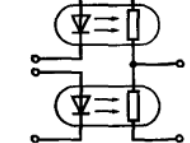
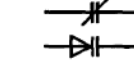

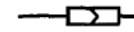
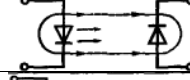
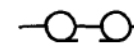
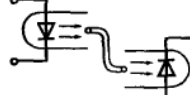
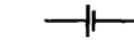
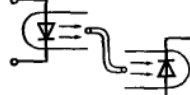
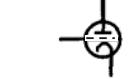
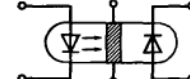
Досить специфічним є *використання оптронів в енергетичних цілях*, тобто робота діодного оптрона у фотогальванічному режимі. У такому режимі фотодіод генерує електричну потужність у навантаження і оптрон до певної міри подібний до малопотужного вторинного джерела живлення, повністю розв'язаний від первинного кола.

3.9.1. Застосування оптронів як аналогів електрорадіокомпонентів

Широта функціональних можливостей оптронів зумовлена тим, що вони є схемотехнічними аналогами багатьох традиційних електрорадіокомпонентів, деталей, пристроїв (табл. 3.1).

Таблиця 3.1

Оптрон як аналог електрорадіокомпонентів

Електрорадіокомпонент		Оптронний аналог	
Найменування	Схема	Найменування	Схема
Імпульсний трансформатор		Транзисторний та діодний оптрони	
Перемикач		Тиристорний, резисторний та транзисторний оптрони	
Змінний резистор		Резисторний оптрон	
Потенціометр		Здвоєний резисторний оптрон	
Змінний конденсатор		Оптрон з варикапом	
Роз'єм		Оптоелектронний роз'єм	
Лінія зв'язку		Оптрон з гнучким світловодом	
Батарея		Ізольоване джерело живлення	
Радіолампа		Оптрон з керованим оптичним каналом	

3.9.2. Узгодження оптрона з джерелом сигналу і навантаженням

Порівняння динамічних параметрів різних типів оптронів з аналогічними параметрами дискретних діодів, транзисторів і мікросхем показує, що швидко-

дія оптронів на даний час дещо гірша. Тому оптронні схеми, взагалі кажучи, поступаються за швидкодією однотипним пристроям без оптичних зв'язків. Зниження швидкодії, пов'язане з введенням оптронів, виявляється порівняно невеликим лише за узгодження режиму експлуатації елементів оптрона. Використання в оптронах світло діодів (СД) та діодних або транзисторних фотоприймачів призводить до того, що швидкодія таких оптронів визначається в основному бар'єрними ємностями випромінювача і приймача оптрона. Наприклад, типові значення ємностей випромінювачів швидкодійних оптронів складають 20...300 пФ, а ємностей фотодіодів і фототранзисторів – 5...15 пФ. Тому для зменшення тривалості перемикавання оптрона необхідно: 1) форсувати перезаряд вхідної ємності випромінювача: 2) зменшувати тривалість перезаряду вихідної ємності фотоприймача, ізолюючи або компенсуючи ємнісне навантаження і зменшуючи амплітуду вихідної напруги.

Швидке перемикавання випромінювача з одночасним забезпеченням потужного та стабільного світлового потоку досягається при управлінні оптронами струмом значної амплітуди. При цьому необхідно, *по-перше*, фіксувати рівень прямого струму СД, чим вдається забезпечити стабільність світлового потоку, *по-друге*, не перевищувати гранично припустимого струму СД. Важливо також забезпечити універсальність схем живлення випромінювача, щоб режим роботи СД не змінювався при заміні одного з компонентів схеми.

Розглянемо як приклад перемикавання випромінювання від інтегральної мікросхеми (ІС). У схемі (рис. 3.14,а) використовується принцип перемикавання струму I , заданого у колі високоомним резистором R (режим джерела струму). Якщо вихідний потенціал ІС $U_{\text{вих}}$ перевищує напругу ($U_{\text{ж}} - U_{\text{СД}}$), то діод VD замкнений, а струм I – протікає через світловипромінювальний діод, забезпечуючи генерацію стабільного світлового потоку. При перемиканні ІС її вихідний потенціал знижується, діод VD відмикається і практично весь струм I перемикається на вихід ІС: світловипромінювальний діод швидко закривається. В якості керуючої ІС можна використовувати мікросхеми сімейства ТТЛ, а також мікросхеми емітерно-зв'язаної логіки (ЕЗЛ).

В якості узгоджувального елемента використовується також емітерний повторювач (рис. 3.14,б). Очевидно, що при цьому вихідний струм мікросхеми становить $(0,01-0,03)I$ в залежності від коефіцієнта передачі за струмом транзистора VT . Слід мати на увазі, що емітерний повторювач управляється вихідною напругою мікросхеми, і тому струм світлодіода I може змінюватися при заміні ІС.

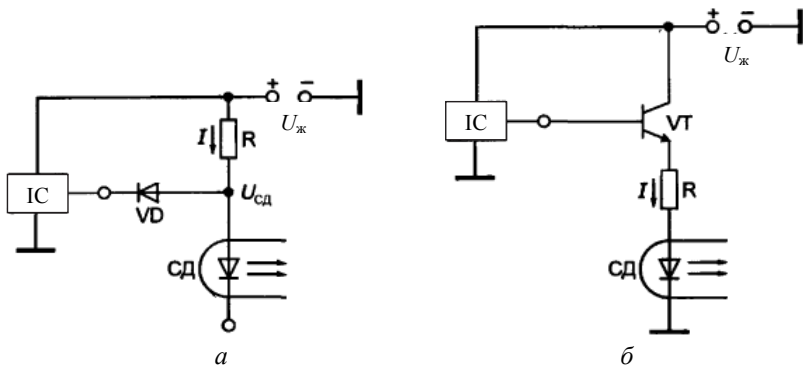


Рис. 3.14 – Узгодження входу оптрона з виходом інтегральної мікросхеми

Розглянемо умови ефективної роботи цифрових оптронів на навантаження. Вихідний струм сучасних діодних фотоприймачів відносно невеликий, швидкодія фотоприймачів нижче рівня сучасних мікросхем. Тому для оптимального узгодження виходу діодного фотоприймача з навантаженням необхідне введення проміжних підсилювачів струму, а також форсування перезаряду вихідної ємності фотоприймача і ємності навантаження.

Ефективна при роботі на значне ємнісне навантаження схема рис. 3.15,а з послідовним з'єднанням транзисторів у парі з діодним оптроном. При подачі логічної одиниці (високий рівень напруги) на V_{x1} і логічного нуля (низький рівень напруги) на V_{x2} відмикаються оптрон O_1 і транзистор $VT1$, а конденсатор C_n швидко заряджається значним емітерним струмом I_{e1} . Транзистор $VT2$ і оптрон O_2 при цьому замкнені. При зміні сигналів (нуль на V_{x1} і одиниця на V_{x2}) конденсатор C_n швидко заряджається через відкритий транзистор $VT2$.

Поліпшуються вихідні динамічні характеристики оптронів у схемі рис. 3.15,б, що пов'язано, головним чином, зі зменшенням опору навантаження фотоприймача.

У коло зв'язку транзисторного фотоприймача і навантажувального резистора R_n введено швидкодіючий транзистор за схемою із спільною базою. Вихід фототранзистора виявляється навантаженим на низькоомний вхідний опір транзистора, що прискорює перезаряд бар'єрної ємності. Формування сигналу на R_n визначається швидкодіючим транзистором.

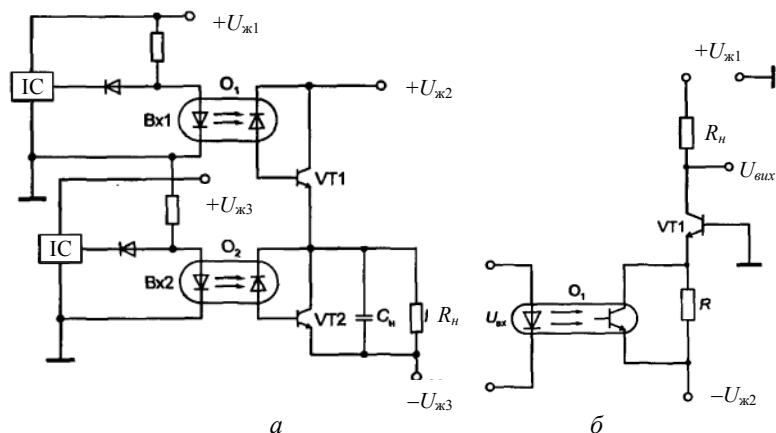


Рис. 3.15 – Узгодження виходу оптрона з навантаженням

3.9.3. Застосування оптронів для виконання логічних функцій

Використання оптронів (насамперед, діодних і транзисторних) в цифрових та імпульсних пристроях пов'язано з можливістю їхнього швидкого перемикання зі стану з низьким рівнем сигналу на виході до стану з високим рівнем, або навпаки. В якості прикладу можна навести оптоелектронні елементи, що дозволяють реалізувати основні логічні функції в пристроях цифрових систем. Так, схема, подана на рис. 3.16,*а*, моделює операцію логічного множення (І), а схема на рис. 3.16,*б* – операцію логічного додавання (АБО). У першому випадку вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ підтримується на високому рівні, близькому до напруги $U_{\text{ж}}$, у разі, якщо обидва фототранзистори ФТ1 й ФТ2 включені й через них проходить струм, близький до насичення, а у другому – при переході до стану насичення будь-якого з фототранзисторів ФТ1 або ФТ2.

Схеми зображені на рис. 3.16, *в,г*, реалізують виконання операцій І-НІ й АБО-НІ відповідно. У них транзистори включені за схемами із спільним емітером, що забезпечує виконання операції НІ. Вихідні електроди транзисторів ФТ1 й ФТ2 на рис. 3.16, *в* з'єднані послідовно. Тільки у випадку впливу світлових потоків на обидва транзистора їхні вихідні опори виявляються низькими, і на виході фіксується потенціал, відповідний логічному нулю.

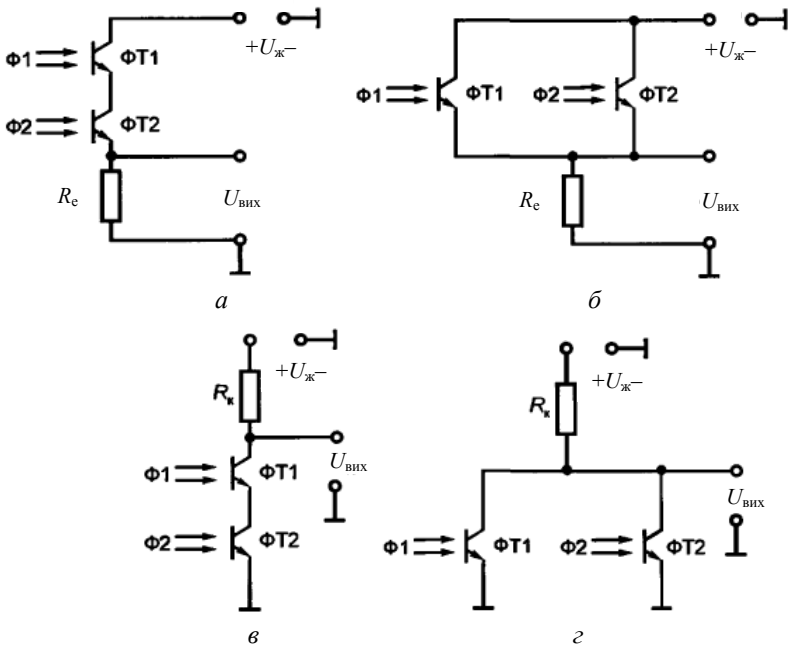


Рис. 3.16 – Логічні оптоелектронні елементи для виконання операцій:
 а – І; б – АБО; в – І-НІ; г – АБО-НІ

Вихідні електроди транзисторів ФТ1 і ФТ2 на рис. 16,г з'єднані паралельно. Достатньо, щоб світловий потік впливав на базову область хоча б одного транзистора, для того, щоб опір вихідного кола цього цифрового елемента став низьким, і, отже, фіксувалася напруга логічного нуля на виході

3.9.4. Застосування оптронів в аналогових ключах і регуляторах

До областей застосування оптронів можна віднести використання їх в аналогових ключах та регуляторах. Схема аналогового ключа на основі оптрона, що забезпечує електричну розв'язку від іншої частини схеми, зображена на рис. 3.17,а. Вхідний сигнал $U_{вх}$, що подається на вхід оптрона, після перетворення у випромінювання потрапляє на базу фототранзистора, здійснюючи тим самим управління амплітудою струму на виході оптопари і напругою на опорі навантаження $R_{н}$. Коефіцієнт передачі всього пристрою визначається значенням k_i використовуваного транзисторного оптрона. Якщо на вхід світлодіода подати замикаючу напругу $U_{впр}$, то комутація аналогового сигналу відбуватися не буде (стан «вимкнено»).

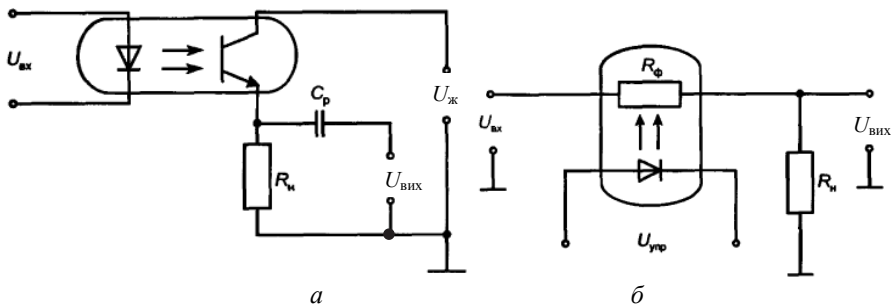


Рис. 3.17 – Приклади застосування оптронів у аналогових пристроях:
 а – аналоговий ключ; б – електронний регулятор

До світлодіоду прикладається відпираюча напруга зсуву і напруга комутуючого сигналу (стан «ввімкнено»).

Електронні регулятор і ключ потенціометричного типу можуть бути виконані за схемою, наведеною на рис. 3.17,б. Тут використовується діодно-резисторний оптрон. Фоторезистор використовується в якості опору, яке керуване світловим потоком світлодіода. Коефіцієнт передачі визначається за формулою

$K = \frac{R_n}{R_n + R_\phi}$. За $U_{упр} \approx 0$ коефіцієнт передачі близький до нуля.

В аналогових пристроях використовують діодні та резисторні, а також в деяких випадках транзисторні оптопари. Вимоги до аналогових оптронів визначаються конкретними умовами їх застосування і тому загального критерію якості, подібного тому, який має місце у випадку цифрових оптронів (добротності), для них немає.

У той же час для збереження форми передаваного сигналу бажана лінійність передатної характеристики (постійність k_i у досить широкому діапазоні струмів). Цій вимозі найбільшою мірою відповідають діодні оптрони, хоча у них інтервал значень вхідного струму $I_{вх}$, за яких k_i постійний, не надто великий. Так, у оптопари АОД 101 навіть за її термостатування передача аналогового сигналу з нелінійністю меншою 2% здійснюється лише за дво-триразовій зміні $I_{вх}$.

Принципова схема оптоелектронної ІМС К249КН1 наведена на рис. 3.18. Мікросхема призначена для комутації аналогових сигналів. Вона містить два діодних оптрони і два електронних ключа на транзисторах $VT1$ і $VT2$, виходи яких включені зустрічно-послідовно для зменшення залишкової напруги до 0,1 мВ. При протіканні прямого струму через світлодіоди СД1 і СД2 виникають світлові потоки ФД1 і ФД2, що впливають на фотодіоди, які працюють у фотогальванічному режимі.

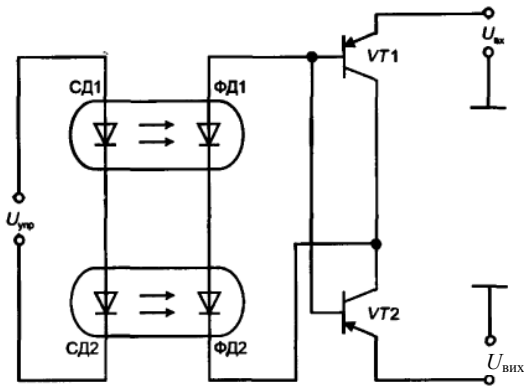


Рис. 3.18 – Принципова схема оптоелектронної ІМС К249КН1

Фотодіоди включені послідовно з метою формування сумарної фотоЕРС, достатньої для надійного відкриття біполярних транзисторів у стані «ввімкнено». У цьому випадку біполярні транзистори мають низькі значення вихідного опору, і напруга, що комутується $U_{вх}$, з малим загасанням надходить до навантаження ключа.

Якщо керуюча напруга $U_{упр}$ відсутня, світлодіоди світло не випромінюють і, отже, фотоЕРС дорівнює нулю; біполярні транзистори знаходяться у закритому стані, а ключ забезпечує стан «вимкнено». Мікросхема виконана за гібридно-плівковою технологією, так як світлодіоди неможливо виготовити з використанням кремнієвої технології напівпровідникових ІМС.

3.9.5. Застосування оптронів в електронних підсилювачах

При проектуванні аналогових пристроїв, що використовують оптрони, необхідно передбачати додаткові заходи з лінеаризації передатної характеристики. У цьому зв'язку перспективним є застосування диференційних оптронів (з одним випромінювачем і двома фотоприймачами), у яких коефіцієнт передачі за струмом між випромінювачем і першим фотоприймачем, а також між випромінювачем і другим фотоприймачем однакові, причому у рівній мірі змінюються в залежності від умов роботи (амплітуди вхідного струму $I_{вх}$, вхідної напруги $U_{вх}$). Фотоприймачі включені таким чином, щоб при подачі сигналу вхідний струм одного з них збільшувався, а іншого у тій самій мірі зменшувався. Збільшення k_i , першого каналу оптрона приблизно компенсується зменшенням k_i другого, а загальна передатна характеристика оптопарі вирівнюється.

Розглянемо принцип покращення лінійності передатної характеристики за допомогою диференціального оптрона на прикладі схеми рис. 3.19.

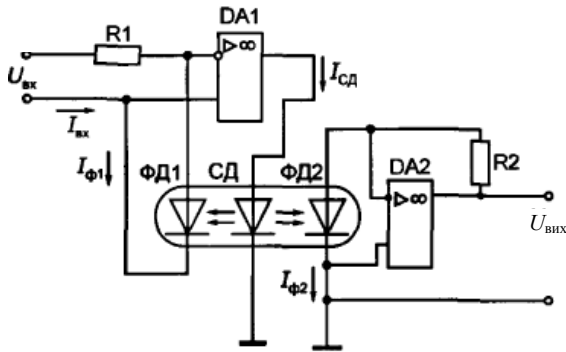


Рис. 3.19 – Підсилювач з диференційним оптроном

Світлодіод СД оптрона освітлює два однотипних, що мають ідентичні параметри, фотодіоди ФД1 і ФД2. Струм СД у такій схемі визначається не тільки вхідним струмом $I_{вх}$, але і струмом негативного зворотного зв'язку $I_{\Phi 1}$:

$$I_{СД} = k_1(I_{вх} - I_{\Phi 1}) = k_1(I_{вх} - k_{i1}I_{СД}),$$

де k_1 – коефіцієнт підсилення каскаду на операційному підсилювачі (ОП) DA1; k_{i1} – коефіцієнт передачі за струмом пари диференційного оптрона ФД1-СД.

З рівняння маємо

$$I_{СД} = (k_1 I_{вх}) / (1 + k_1 k_{i1}).$$

При глибокому зворотному зв'язку $k_1 k_{i1} \gg 1$ струм СД $I_{СД} = I_{вх} / k_{i1}$ і фотострум пари СД-ФД2 оптрона $I_{\Phi 2} = k_{i2} I_{вх} / k_{i1}$. Для однотипних пар у диференційному оптрона коефіцієнти k_{i1} й k_{i2} однакові і змінюються однаковою мірою. У результаті $i_{\Phi}(t) = i_{вх}(t)$ і не залежить від нелінійності та нестабільності характеристик оптрона. Підсилення корисного сигналу забезпечує ОП DA2. Нелінійність підсилення такого підсилювача з диференційним оптроном складає 0,01...0,2%, стабільність k_1 протягом 100000 годин становить 0,075%

3.9.6. Застосування оптронів в генераторах сигналів

Принципову схему генератора з мостом Віна наведено на рис. 3.20.

Пристрій містить операційний підсилювач DA і смугове фазуюче коло, що складається з конденсаторів C і фоторезисторів R_{Φ} . На частоті генерації смугове фазуюче коло вносить нульовий фазовий зсув, а підключення його до неінвертуючого входу операційного підсилювача забезпечує виконання балансу фаз. Баланс амплітуд забезпечується елементами кола негативного зворотного зв'язку: резисторами R_2 та R_1 . Якщо відношення опорів зазначених елементів дорівнює загасанню фазуючого кола на частоті генерації f_0 , то пристрій генерує коливання синусоїдальної форми. Якщо $R_2/R_1 \gg 1$, то пристрій генерує коливання прямокутної форми.

Частота коливань залежить від опорів фоторезисторів, керованих прямим струмом, що протікає через світлодіод VD ,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CR_\phi} \quad (3.4)$$

Прямий струм забезпечується регулюванням джерелом керованої напруги $U_{упр}$.

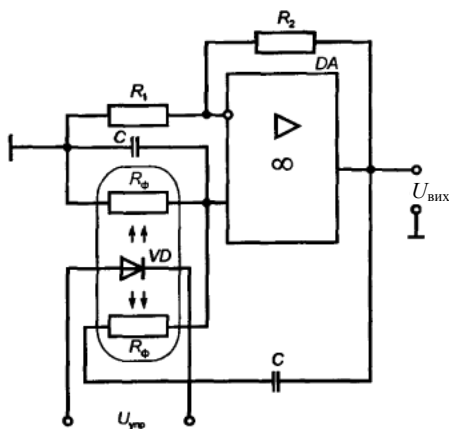


Рис. 3.20 – Схема оптоелектронного генератора з мостом Віна

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Наведіть визначення оптрона.
2. Наведіть визначення оптоелектронної інтегральної схеми.
3. Наведіть умовні позначення оптопар.
4. Назвіть переваги і недоліки оптопар.
5. Накресліть і поясніть структурну схему оптрона.
6. Назвіть входні параметри оптрона.
7. Назвіть вихідні параметри оптрона.
8. Назвіть передавальні параметри оптрона.
9. Назвіть параметри ізоляції оптрона.
10. Назвіть параметри, які характеризують швидкодію оптрона.
11. Схемотехнічними аналогами яких електрорадіокомпонентів є оптрони?
12. Намалуйте схему аналогового оптоелектронного ключа.
13. Намалуйте схему логічного елемента на оптронах, що реалізує операцію логічного додавання.
14. Намалуйте схему логічного елемента на оптронах, що реалізує операцію логічного множення.
15. Які відомі оптрони можуть мати коефіцієнт передачі, що перевищує одиницю:
 - а) діодні;
 - б) діодно-резисторні;
 - в) діодно-транзисторні;
 - г) тиристорні.

16. Які особливості мають оптоелектронні ключі:
- а) малу споживану потужність;
 - б) велику потужність, споживану колами управління;
 - в) погану гальванічну розв'язку кіл управління і сигналу;
 - г) хорошу гальванічну розв'язку кіл управління і сигналу?
17. Які особливості мають логічні оптоелектронні елементи:
- а) погану розв'язку кіл управління і сигналу;
 - б) хорошу розв'язку кіл управління і сигналу
 - в) малу потужність, споживану колами управління;
 - г) значну потужність, споживану колами управління?

Глава 4 ПРИЛАДИ ІЗ ЗАРЯДОВИМ ЗВ'ЯЗКОМ

4.1. Улаштування і принцип дії

Прилад із зарядовим зв'язком (ПЗЗ) являє собою сукупність взаємодіючих МДН структур. Взаємодія забезпечується спільністю напівпровідникового шару і малою відстанню між МДН структурами (рис. 4.1).

Принцип дії ПЗЗ полягає у тому, що у кожній окремії МДН структурі можна створити локальний приповерхневий заряд неосновних носіїв – зарядовий пакет і переміщувати його уздовж поверхні, від однієї МДН структури до іншої, змінюючи відповідним чином напругу на металевих електродах.

Оскільки спільність напівпровідникового шару принципова для роботи ПЗЗ, його можна розглядати як напівпровідниковий прилад, який не можна виконати на дискретних компонентах. Однак те, що ПЗЗ складається з безліч технологічно об'єднаних МДН структур, розташованих на дуже малих відстанях одна від одної, дозволяє вважати його інтегральною схемою.

За аналогією з МДН транзисторами металеві електроди ПЗЗ називають затворами. Робочі напруги на затворах ПЗЗ більші порогової напруги. Тому у напівпровіднику під затворами утворюються порівняно глибокі збіднені шари. Як відомо глибина збідненого шару знаходиться у прямій залежності від напруги на затворі. У зв'язку з малою відстанню між МДН елементами їхні збіднені шари зливаються у єдиний збіднений шар, дно якого має певний рельєф, що відповідає розподілу напруг на затворах (рис. 4.2). Так, якщо напруга на всіх затворах однакова – U_1 , збіднений шар уздовж усієї поверхні має одну і ту саму глибину (рис. 4.2, а). Якщо ж негативна напруга на даному затворі більша, ніж на двох суміжних, то під ним виходить поглиблення (рис.4.2, б, в). Геометричному рельєфу збіднених шарів відповідає потенційний рельєф: в області заглиблень збідненого шару має місце мінімум потенціалу – потенційна яма.

Нехай на затворах Z_1 і Z_3 (рис. 4.2, б) діють напруги $-U_1$, а на середньому затворі Z_2 більш негативна напруга $-U_2$. Тоді на межі затвора Z_2 утворюються електричні поля, що перешкоджають переміщенню позитивних зарядів – дірок з-під цього затвора. Тому, якщо під затвором Z_2 створити тим чи іншим шляхом зарядовий пакет дірок, то він буде зберігатися у цій області тривалий час. Дійсно дірки не можуть піти з цієї області у зв'язку з наявністю гальмуючих полів на її межах, а у самій області під затвором майже немає електронів, з якими дірки могли б рекомбінуватися. Цей випадок у ПЗЗ називають *режимом зберігання*, а напруга U_2 *напругою зберігання*.

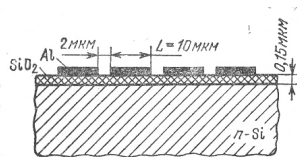


Рис. 4.1 – Структура ПЗЗ

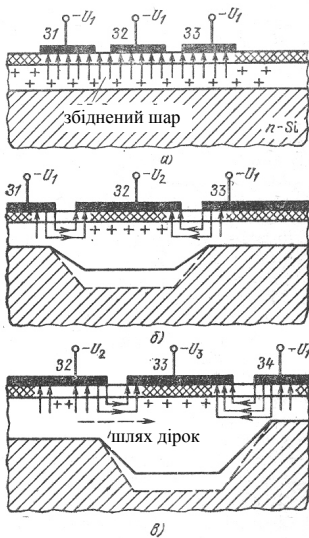


Рис. 4.2 – Структура збідненого шару та електричного поля у ПЗЗ: а – режим спокою; б – режим зберігання; в – режим запису

Таким чином, робота ПЗЗ заснована на нестационарному режимі МДН елементів, а сам він є приладом динамічного типу.

Переміщення зарядового пакету від одного затвора до іншого відбувається наступним чином. Нехай на затвор Z_3 подано негативну напругу $-U_3$ більшу, ніж напруга $-U_2$ на затворі Z_2 (рис. 4.2, в). Тоді на межі затворів Z_2 і Z_3 утворюється прискорююче електричне поле, що сприяє переміщенню дірок до затвору Z_3 . Відповідно дірковий пакет, що зберігався під затвором Z_2 , перейде під затвор Z_3 і залишиться тут, оскільки на межі з наступним затвором Z_4 діє гальмувальне поле.

Уведення зарядового пакету під той чи інший затвор називають *режимом запису інформації*, а напругу $-U_3$, що забезпечує введення – *напругою запису*.

У процесі запису зарядовий пакет переходить під суміжний затвор не повністю, мають місце втрати заряду. Такі втрати зумовлені двома причинами. По-перше, процес перетікання заряду від одного затвора до іншого асимптотичний, так що за час запису не весь заряд встигає перейти під суміжний затвор. По-друге, частина носіїв, що зберігалися під попереднім затвором, виявляється захопленою приповерхневими пастками і не встигає відірватися від них за час за-

Сумарний позитивний заряд під затвором визначається напругою на затворі. Тому поява діркового пакета супроводжується зменшенням заряду оголених донорів у збідненому шарі, тобто зменшенням глибини цього шару. На рис. 4.2, б рельєф збідненого шару за відсутності дірок показаний штриховими лініями. Очевидно, що максимальний заряд діркового пакета обмежений величиною, при якій рельєф збідненого шару вирівнюється. Тоді гальмувальні поля на межах між затворами зникають і дірковий пакет розподіляється уздовж всієї поверхні. Максимально допустимий заряд діркового пакета має вигляд

$$Q_{\text{макс}} = (U_2 - U_1)C_0(ZL),$$

де C_0 – питома ємність діелектрика, Z – ширина, L – довжина затвора.

У процесі зберігання діркового пакета під даним затвором з'являються додаткові дірки, зумовлені термогенерацією носіїв. Тоді заряд пакета збільшується і робиться порівнянним із зарядом дірок під суміжними затворами, де також має місце термогенерація. Заряди під усіма затворами вирівнюються і поняття зарядового пакета, що лежить в основі роботи ПЗЗ, втрачає сенс. Отже, час зберігання обмежений зверху. Це обмеження залежить від того, яка зміна заряду діркового пакета допустима за час зберігання. Якщо допустима зміна становить 1%, то час зберігання зазвичай не перевищує 10-20 мс.

пису. Для того, щоб втрати заряду при його переміщенні були мінімальними, необхідно час запису робити досить значним. Зазвичай він становить 50 нс і більше. За інших рівних умов час запису зменшується із зменшенням відстані між затворами, зі збільшенням рухливості носіїв і напруги запису.

Для того щоб забезпечити зберігання і запис зарядових пакетів, необхідно змінювати напругу на затворах у суворій послідовності.

На рис. 4.3 показано типову *трифазну схему управління ПЗЗ*, а також один зі способів введення і виведення нерівноважного заряду за допомогою *p-n* переходів. Напруги фаз *A, B* і *C* подаються на кожен третій затвор ПЗЗ (рис. 4.3, *a*) і зміщені одна відносно одної на $1/3$ періоду (рис. 4.3, *б*). Зазвичай напруга U_1 задається у вигляді постійного зміщення на всі затвори, а напруги U_2 і U_3 утворюються накладенням імпульсів спеціальної форми на це зміщення.

Нехай в інтервалі t_1 напруги на затворах такі, як показано на рис. 4.3, *б*, і нехай на початку цього інтервалу через вхідний *p-n* перехід здійснюється інжекція дірок під перший затвор. Для цього до *p-n* переходу треба прикласти імпульс прямої напруги. Інжектвані дірки будуть зберігатися під першим затвором, так як на ньому діє більша негативна напруга, ніж на другому.

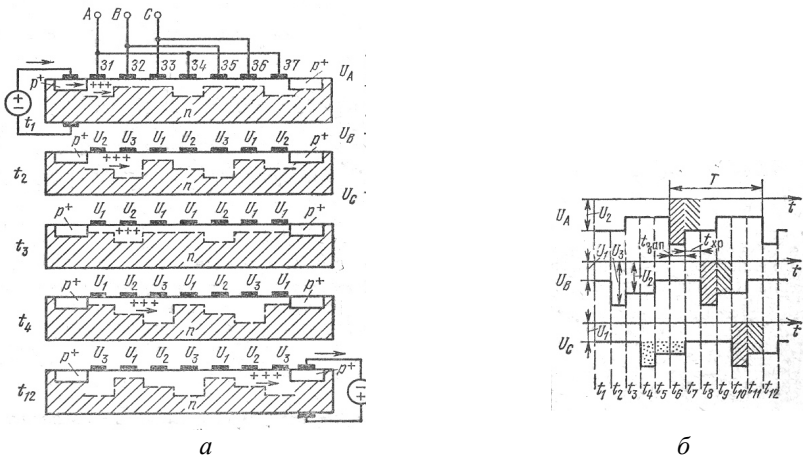


Рис. 4.3 – Метод трифазного управління ПЗЗ

В інтервалі t_2 на фазу *B* подається максимальна напруга запису. При цьому дірки переходять від першого затвора до другого. В інтервалі t_3 напруга на фазі *B* зменшується до значення U_2 , відповідному режиму зберігання. Одночасно напруга на фазі *A* зменшується від значення U_2 до U_1 . Це запобігає поверненню дірок під перший затвор. В інтервалі t_4 , коли напруга запису U_3 подається на фазу *C*, здійснюється зміщення заряду з-під другого затвора до третього. Далі цей процес триває.

В інтервалі t_{12} напруга запису надходить на сьомий, останній затвор. Оскільки на вихідному *p-n* переході діє зворотнє зміщення, дірки, що проходять від

шостого затвора до сьомого, негайно захоплюються полем переходу і дають імпульс струму у вихідному колы. Цим закінчується транспортування заряду, інжектованого в інтервалі t_1 . Під час транспортування заряду можна вводити через вхідний p - n перехід нові діркові пакети.

Типові значення напруг зберігання і запису (U_2 і U_3) становлять відповідно 10 ... 15 В і 20 ... 25 В. Напряга зміщення близька до порогової напруги МДН елементів 2 ... 4 В.

З рис. 4.3 видно, що період напруги кожної фази T складається з трьох інтервалів запису $t_{\text{зап}}$ і трьох інтервалів зберігання $t_{\text{зб}}$. Таким чином,

$$T = 3(t_{\text{зап}} + t_{\text{зб}}).$$

Загальна затримка t_3 між вихідними і вхідними імпульсами залежить від кількості МДН елементів N . Оскільки затримка між двома суміжними елементами становить $1/3 T$, то, помножуючи її на $N - 1$, отримуємо

$$t_3 = 1/3 (N - 1) T = 1/3 (N - 1) / f,$$

де $f = 1 / T$.

На практиці інтервали $t_{\text{зап}}$ і $t_{\text{зб}}$, як правило не однакові. Залежно від призначення ПЗЗ співвідношення між ними різне.

Максимальна частота виходить з умови $t_{\text{зап}} \gg t_{\text{зб}}$, тоді

$$f_{\text{макс}} = 1/3 t_{\text{зап}}.$$

Час запису має бути достатнім для можливо більш повної передачі заряду від одного елемента до іншого.

Кількісною характеристикою повноти передачі заряду є коефіцієнт ефективності

$$\eta = 1 - \Delta Q / Q = 1 - \varepsilon,$$

де Q – передаваний заряд, ΔQ – втрата заряду при передачі, ε – коефіцієнт втрат. Якщо між двома суміжними елементами коефіцієнт ефективності дорівнює $1 - \varepsilon_1$, то для всього ПЗЗ, що містить N елементів, він складе приблизно $1 - N\varepsilon_1$. Отже, припустима кількість елементів залежить від одиничного коефіцієнта втрат ε_1 . Останній, у свою чергу, суттєво залежить від відстані між елементами. При зазорі 2 ... 3 мкм і $t_{\text{зап}} = 20 \dots 50$ нс одержуємо $\varepsilon_1 = (2 \dots 5) 10^{-1}$, що дозволяє використовувати кілька сотень елементів.

Значенням $t_{\text{зап}} = 20 \dots 50$ нс відповідає максимальна частота $f = 6 \dots 15$ МГц. При максимальній робочій частоті, коли $t_{\text{зап}} \gg t_{\text{зб}}$, зберігання по суті відсутнє. Заряд безперервно передається від одного МДН елемента до іншого.

Мінімальна частота відповідає зворотній умові $t_{\text{зап}} \ll t_{\text{зб}}$, тоді

$$f_{\text{мін}} = 1/3 t_{\text{зб}}.$$

Час зберігання обмежений зверху. Він повинен бути настільки малим, щоб за час транспортування заряду Q через увесь ПЗЗ накопичуваний паразитний заряд не перевищував часток Q .

Відмінною особливістю ПЗЗ порівняно з аналогічними за функціональним призначенням інтегральними схемами є те, що передача і обробка сигналу в них відбувається без перетворення зарядового пакета у струм або напругу, тим самим у ПЗЗ вдається уникнути спотворень, властивих таким перетворенням. Крім того, до основних переваг ПЗЗ відносяться: можливість високого ступеня інтеграції та мале споживання енергії на операцію із запису одиниці інформації.

У режимі зберігання потужність практично не споживається. Струми у затворах протікають тільки тоді, коли відбувається передача – запис заряду.

4.2. Різновиди приладів із зарядовим зв'язком

4.2.1. Прилади із зарядовим зв'язком з електричним уведенням інформації

Метод трифазного управління історично перший і деякою мірою класичний. Однак йому властиві такі недоліки:

- для зберігання одного діркового пакету необхідні три суміжні МДН елементи, що знижує ефективність використання площі;
- щоб уникнути перетинів металева розводка кожної фази повинна розташовуватися у своїй площині, тобто необхідна тришарова металізація;
- близьке взаємне розташування елементів загрожує закоротками, тобто по-потенційним браком.

Структура ПЗЗ, показана на рис. 4.4, більш досконала. По-перше, вона двофазна. На один дірковий пакет доводиться не три, а два елементи, і металізація може бути двошаровою. По-друге, відсутні зазори між елементами. Кожен МДН елемент у цій структурі містить два з'єднаних між собою затвори. Один прихований кремнієвий, інший звичайний алюмінієвий, розташований на поверхні окисного шару.

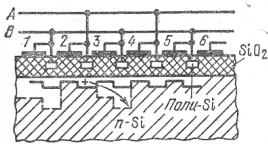


Рис. 4.4 – ПЗЗ із двофазним живленням

Оскільки кремнієві затвори розташовані ближче до напівпровідника, ніж алюмінієві, глибина збіденного шару виявляється різною у межах одного елемента. Така різниця зберігається і у режимі запису. Саме тому заряд, що перемістився, не може повернутися до попереднього елемента, незважаючи на двофазне живлення. Особливості даної структури забезпечують більш високу щільність компонентів і ступінь їхньої інтеграції, а також більшу швидкодію.

Ще більшої швидкодії вдається досягти у структурі ПЗЗ із прихованим каналом, що зображено на рис. 4.5. На підкладці *n*-типу вирощений епітаксціальний *p*-шар завтовшки у кілька мікрон. Розподіл потенціалу у такій структурі при від'ємному зміщенні на затворах і при $U_p = 0$ показано на рис. 4.5, *б* штриховою лінією. Якщо подати на *p*-шар досить велику негативну напругу $-U_p$, то *p-n* перехід опиниться під зворотним зміщенням, близьким до U_p і розподіл потенціалу буде таким, як показано на рис. 4.5, *б* суцільними лініями. Як видно, мінімум потенціалу перемістився від межі з діелектриком у глиб *p*-шару. Саме у цій області будуть тепер розташовуватися діркові пакети.

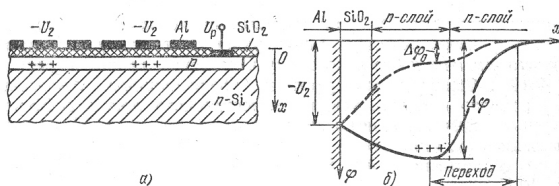


Рис. 4.5 – ПЗЗ із прихованим каналом

Таким чином, ПЗЗ із прихованим каналом характерні тим, що зарядові пакети ізольовані від поверхні і знаходяться в об'ємі напівпровідника. Відповідно збільшується рухливість носіїв й усувається вплив приповерхневих пасток. Обидва ці фактори сприяють підвищенню швидкодії і зменшенню коефіцієнта втрат. При цьому кількість МДН елементів може становити кілька тисяч і більше. Однак, оскільки потенційна яма в даній структурі віддалена від поверхні, потрібні більші робочі напруги, а величина максимального заряду в пакеті буде меншою, ніж у ПЗЗ з поверхневим каналом.

Затримка вхідного імпульсу на точно заданий час одна з найважливіших функцій ПЗЗ.

Друга функція пов'язана з можливістю порівняно тривалого зберігання інформації. Досить перервати послідовність управляючих імпульсів після того, як пакети інжекттованих дірок розташувалися у відповідних МДН комірках. У період зчитування знову подаються тактові імпульси і записана інформація послідовно надходить на вихід.

4.2.2. Прилади із зарядовим зв'язком з оптичним уведенням інформації

Унікальна функція ПЗЗ пов'язана з тим, що заряд дірок можна вводити не за допомогою $p-n$ переходу, а шляхом локального освітлення поверхні. При цьому під відповідним затвором утворюється заряд, пропорційний освітленості. Якщо освітленість на різних ділянках різна, то сукупність зарядів під затворами буде характеризувати зображення, спроектоване на ПЗЗ. Подаючи управляючу напругу, отримаємо на виході ПЗЗ послідовність імпульсів, амплітуди яких пропорційні освітленості різних ділянок. Такі ПЗЗ з оптичним уведенням інформації отримали назву фоточутливих приладів із зарядним зв'язком (ФПЗЗ).

Оптичне уведення інформації. Схема, наведена на рис. 4.6, ілюструє основні процеси, які відбуваються у ФПЗЗ. Виділено чотири способи уведення оптичної інформації: безпосереднє оптичне уведення з боку електродів і зі зворотного боку підкладки; з використанням фоточутливого шару; фотоелектронним перетворенням. Для оптичного уведення можуть бути використані *внутрішній* і *зовнішній* фотоефекти. Внутрішній фотоефект виникає при поглинанні фотонів у напівпровіднику і генерації в результаті цього носіїв заряду. Можливі два основні механізми перетворень:

- власний фотоефект, що полягає в утворенні поглиненим фотоном пари електрон (у зоні провідності) і дірка (у валентній зоні). Такий механізм має місце у тому разі, якщо енергія фотона більша ширини забороненої зони;

- домішковий фотоефект, що виникає в результаті порушення донора або акцептора поглинутим фотоном і утворення одного носія – електрона у зоні провідності або дірки у валентній зоні. Для появи домішкового фотоефекту достатньо, щоб енергія фотона була більшою енергії збудження домішки (але менше ширини забороненої зони).



Рис. 4.6 – Основні процеси, що протікають у ФПЗЗ

На даний час існує безліч різновидів ФПЗЗ, так що класифікація їх за типами складна. Проте можна виділити дві основні ознаки класифікації (рис. 4.7): *електронне сканування* – за однією або двома координатами; *зчитування інформації* – послідовне або довільне (з вибіркою елемента або набору елементів).

До основних ознак додаються два додаткові: *вид реєструемого випромінювання* – видиме або теплове; *конструкторсько-технологічне рішення* – інтегральні або гібридні пристрої.



Рис. 4.7 – Основні типи ФПЗЗ

Вибір саме цих ознак довільний і сама система ознак поєднує фізичний, схемотехнічний та конструкторський підходи. Однак така схема класифікації відображає досить повно строкату картину ФПЗЗ і дозволяє показати, з одного боку, взаємозв'язок приладів різного типу, з іншого – їхні відмінності. Наприклад, один або двокоординатний ФПЗЗ може бути і інтегральним, і гібридним, призначеним як для видимого, так і для ІЧ-діапазону.

Одне і двокоординатні ФПЗЗ. У найпростішому ФПЗЗ, що являє собою зсувний регістр, функції накопичення і перенесення зарядів розділені у часі, але об'єднані просторово, тобто накопичення й перенесення здійснюються однієї електродною системою. Протягом деякого часу на певну фазу подають зміщення високого рівня, під електродами цієї фази накопичуються зарядові пакети. Після закінчення часу накопичення вмикають тактування фаз, і зарядові пакети спрямовано переносяться до вихідного пристрою. На рис. 4.8 показано схематично, як формується ТВ-зображення лінійним ФПЗЗ: *H* – непрозорі смуги; *П* – прозорі; *С* – напівпрозорі (сірі); *ВП* – вихідний пристрій. За допомогою об'єктива на поверхню ФПЗЗ зпроектований тест-об'єкт у вигляді смуг з різною оптичною щільністю – прозорих, сірих, непрозорих. Високий рівень зміщення подано на другу фазу. За час накопичення у потенційних ямах електродів другої фази формуються зарядові пакети, пропорційні розподілу освітленості, створеної на поверхні формувача: в елементі 2, на який зпроектована прозора смуга, зарядовий пакет буде великим; в елементі 3 (сіра смуга) – меншим; в елементах 1 і 4 (непрозора смуга) знаходяться тільки термогенеровані носії. Природно, що

термогенеровані носії потрапляють в усі потенційні ями і додадуться до інформаційного зарядового пакету, створеному світлом.

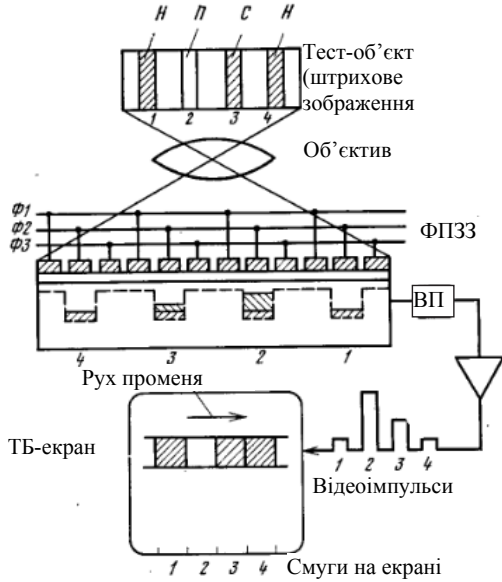


Рис. 4.8 – Формування телевізійного зображення за допомогою ФПЗЗ

Відношення заряду термогенерованих носіїв до часу накопичення і є *темновий струм*. Після закінчення періоду накопичення зарядів під електродами другої фази потенціали фаз перемикають і зарядові пакети зміщуються до виходу регістра. Тут зарядові пакети перетворюються в імпульси напруги (струму), які підсилюють (найчастіше вже поза кристала) і подають на відеоконтрольний пристрій (ВКП). Рух електронного променя у кінескопі ВКП синхронізовано з рухом зарядових пакетів у ПЗЗ. Це означає, що тактова діаграма складена таким чином, щоб за час прокреслюючого променем одного рядка всі елементи регістра очистилися від зарядів. Тоді на рядку з'являться точки, число яких буде строго рівне числу елементів регістра, а яскравість пропорційна зарядовому пакету даного елемента, або, що те ж саме, амплітуда імпульсу на виході ПЗЗ. На рис. 4.8 показано картину на екрані ВКП, що відповідає смугам спроектованого на фоточутливий ПЗЗ тест-об'єкта. Строго кажучи, тільки такий ФПЗЗ є *координатним пристроєм*, в якому перенесення відбувається уздовж однієї осі. У всіх інших типах ФПЗЗ має місце перенесення за двома осями координат, хоча за однією з них перенесень може бути дуже багато, а за іншою – не більше одного-двох. Однак під *електронним самоскануванням* розуміють процес багаторазового послідовного перенесення. Це дозволяє розділяти ФПЗЗ на однокоординатні (лінійні) і *двокоординатні* (матричні) пристрої. Для того, щоб сформувати двовимірне зображення лінійним ФПЗЗ доводиться по другій осі, перпендикулярній напрямку перенесення, створювати механічне пе-

реміщення (*механічне сканування*): зміщувати зображення перпендикулярно реєстру або реєстр рухати відносно зображення. Швидкість руху електронного променя на ВКП як і раніше повинна бути синхронізованою зі швидкістю виведення зарядових пакетів з реєстра, а швидкість зміни кадрів (кадрова частота) – зі швидкістю механічного руху.

Лінійні ФПЗЗ знаходять найчастіше застосування там, де вже є механічне сканування – на борту літака або будь-якого іншого пристрою, що рухається.

Двовимірне зображення за допомогою ПЗЗ можна сформувати і без механічного сканування, в результаті електронного сканування за обома осями. Для цього треба створити набір з лінійних ФПЗЗ, утворивши тим самим двохкоординатний ПЗЗ – двовимірну матрицю fotocутливих елементів або матричний ФПЗЗ. Найпростіший матричний ФПЗЗ, що містить десять лінійних fotocутливих реєстрів по десять елементів, зображений на рис. 4.9. Кожен fotocутливий реєстр з'єднаний з елементом зсувного реєстра, що служить для виведення зарядових пакетів з матриці.

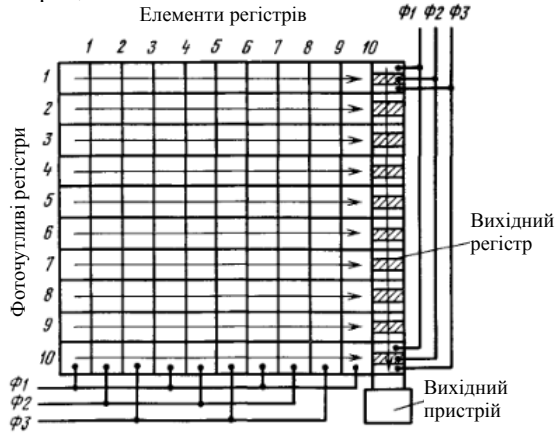


Рис. 4.9 – Матричний ФПЗЗ

Цей вихідний зсувний реєстр не є fotocутливим і виконує тільки функції перенесення. Зображення за допомогою об'єктива проеціюють на поверхню матриці (вихідний реєстр закрито непрозорим екраном). Після того як в елементах fotocутливих реєстрів накопичилися зарядові пакети, їх переносять одночасно у всіх реєстрах, наприклад вправо, як показано на рис. 4.9. Після одного такту перенесення крайні праві зарядові пакети перетечуть у підготовлені потенційні ями вихідного зсувного реєстру, під електроди другої фази. Всі елементи зсувного реєстра виявляються заповненими. Приймаючи зарядові пакети, вихідний реєстр починає переносити їх на вихід, поки повністю не очиститься. Тільки потім до нього перетечуть наступні заряди з fotocутливих реєстрів, і цикл перенесення їх на вихід почнеться заново. Ці процеси повторюються, поки не очистяться всі fotocутливі реєстри і матриця виявиться готовою до нового такту накопичення.

Дотепер розглядалося послідовне переміщення зарядових пакетів з однієї потенційної ями до іншої, поки заряд не буде перетворений вихідним пристроєм в імпульс напруги або струму. Тим часом можна зчитувати без численних перенесень – *методом зарядової інжекції*. Пристрої, в яких використовується цей метод, називаються відповідно *прироями із зарядною інжекцією* (ПЗІ). Суть методу полягає в тому, що при знятті з електрода МОН-ємності збіднюваного зміщення смінь повертається до рівноважного термодинамічного стану, потенційна яма зникає, носії заряду більше не утримуються електричним полем і дифундують до підкладки, поступово рекомбінуючи з носіями протилежного знака. Вимірюючи протікаючий в результаті цього струм підкладки, можна судити про величину зарядового пакета. Якщо набрати масив з МОН-ємностей і по чергово зчитувати в моменти t_1, t_2, \dots, t_n з них зарядові пакети, то зміна струму підкладки у часі надає інформацію не тільки про величину зарядового пакета у даній ємності, але й про координати ємності, тому що в момент t_1 струм буде відповідати зарядовому пакету ємності 1, у момент t_2 – ємності 2 і т.д.

Одновимірний ПЗІ являє собою лінійку МОН-ємностей, які спочатку під'єднують за допомогою МОН-ключів до опорного джерела і потім відмикають, залишаючи під плаваючим потенціалом у стані збіднення. У результаті накопичення зарядів у потенційних ямах плаваючий потенціал МОН-ємностей зміниться пропорційно величині зарядових пакетів. За допомогою інших ключів МОН-ємності по черзі з'єднують з підкладкою, здійснюючи тим самим інжекцію зарядів. У одновимірному ПЗІ МОН-ємності можуть розташовуватися в принципі на будь-якій відстані одна від одної, оскільки зарядовий зв'язок і перенесення зарядів відсутні, з цієї ж причини якість поверхні не відіграє ніякої ролі.

У двовимірних ПЗІ необхідне, принаймні, одне перенесення зарядового пакета. Елемент ПЗІ-матриці утворений двома МОН-ємностями, з'єднаними зарядним зв'язком. Один з електродів кожної пари приєднаний до горизонтальної шини (рядка), інший – до вертикальної (стовпець), як показано на рис. 4.10.

Якщо подати збіднене зміщення, скажімо, на стовпці, під під'єднаними до них електродами можна накопичити зарядові пакети. Зарядові пакети можна також переміщувати з-під стовпцевих електродів до потенційних ям зарядженими до плаваючого потенціалу малими електродами (і назад), а потім по черзі, закорочуючи рядкові електроди на підкладку, зчитувати інформацію.

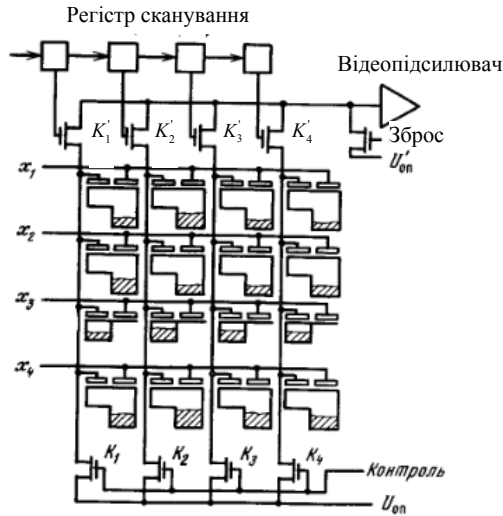


Рис. 4.10 – Матриця ПЗІ, що містить 4×4 клітинок зі зчитуванням за методом паралельної інжекції

Необхідність двох електродів у двовимірних ПЗІ очевидна. Якби були присутніми одні стовпцеві електроди, то зчитати вдалося б тільки увесь стовпець, зарядові пакети змішалися. Перекладення зарядових пакетів під рядкові електроди дозволяє зчитувати інформацію у точці перетину рядка і стовпчика.

У перших конструкціях ПЗІ зчитування здійснювалося безпосередньо у підкладку, що виявилось невдалим в основному через інерційність і перехресний вплив сусідніх елементів, пов'язаних з процесами дифузії і рекомбінації носіїв. У зображеному на рис. 4.10 ПЗІ використовується метод *паралельного зчитування*. Ключі K_1 - K_4 приєднують всі стовпці до джерел опорної напруги і потім відключають, залишаючи під плаваючим потенціалом. На всі рядкові електроди подано при цьому збіднююче зміщення, більше, ніж на стовпцеве, так що носії заряду скочуються до потенційних ям під малими електродами. Потім на вибраній рядковій шині (x_3 на рис. 4.10) зміщення знижують до нуля, і зарядові пакети з-під усіх малих електродів цієї шини перетікають під стовпцеві електроди.

Плаваючий потенціал стовпцевої шини в результаті зміниться на значення, пропорційне зарядовому пакету, який зберігався під тим рядковим електродом даної шини. Стовпці по черзі підключаються (за допомогою реєстра сканування і МОН-ключів для зчитування інформації K'_1 - K'_4) до виходу підсилювача. Основний недолік ПЗІ – велика ємність вузла зчитування, рівна приблизно ємності стовпцевої шини. Зміна плаваючого потенціалу на стовпцевій шині є часткою від ділення малого зарядового пакету на велику ємність шини, тобто корисний сигнал буде дуже невеликим і важко виділим серед тактових завад.

Перевагами ПЗІ є менший, ніж у ПЗЗ, вплив поверхні і можливість зчитування вибраного рядка (рядкова адресація).

4.3. Характеристики і параметри фоточутливих приладів із зарядовим зв'язком

Характеристики ФПЗЗ можна розбити на три групи: *фотоелектричні*, що визначають ефективність перетворення оптичного зображення в електричні сигнали; *конструктивні*, що представляють якісні (тип каналу перенесення, спосіб зчитування тощо) і кількісні (розміри фотокомірки, фоточутливої області тощо) відомості про ФПЗЗ; *експлуатаційні*, що містять відомості про тактові діаграми, робочі частоти, вплив зовнішніх факторів (температури, механічних, радіаційних тощо), додаткові вказівки, наприклад, способи пайки при монтажі в апаратурі.

Основна група характеристик – фотоелектричних для ФПЗЗ видимого діапазону – досить повно описується – *світло-сигнальною та частотно-контрастною характеристиками*.

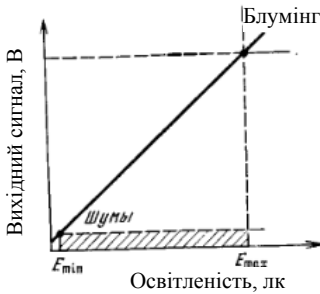


Рис. 4.11 – Світло-сигнальна характеристика ФПЗЗ

Світло-сигнальну характеристику, що зв'язує вихідний сигнал із освітленістю у площині ФПЗЗ, показано на рис. 4.11. Привертає увагу її лінійність в широких межах зміни освітленості. Кращі ФПЗЗ мають динамічний діапазон $5 \cdot 10^3$. Виділяють три точки на світло-сигнальній характеристиці, в яких вимірюють параметри ФПЗЗ. У середній частині зручно визначати *інтегральну вольтову чутливість* як відношення зміни світлового сигналу до зміни освітленості (В/лк), енергетичної освітленості ($\text{В/Вт} \cdot \text{см}^{-1}$), світлової експозиції (В/лк·с) або енергетичної експозиції

($\text{В/Дж} \cdot \text{м}^{-2}$) у заданому спектральному діапазоні. Оскільки світло-сигнальна характеристика лінійна, можна вимірювати просто відношення світлового сигналу до освітленості або експозиції. Зазвичай S_U виражають у В/лк (якщо ФПЗЗ працює у стандартному ТБ-режимі) або у В/лк·с. Значення інтегральної чутливості становлять $10^{-1} \dots 10^{-3}$ В/лк·с і визначаються наступними конструктивно-технологічними факторами: ефективністю уведення оптичної інформації та перетворення її у зарядову форму; відношенням ємності вузла зчитування до ємності комірки накопичувача; конструкцією вихідного пристрою.

У різних ділянках ФПЗЗ вихідний сигнал може змінюватися, оскільки коливаються товщина електродів МОН-накопичувача, концентрація домішок у фотодіодних комірках, розміри світлочутливих елементів. Для оцінки відтвореності вводять параметр *нерівномірність вихідного сигналу* ΔU_c (абсолютну або відносну), тобто геометричну неоднорідність, тому вимірювання проводять у декількох точках.

Нижня частина світло-сигнальної характеристики дає уявлення про роботу ФПЗЗ у пороговій області, тобто при гранично низьких значеннях освітленості (опроміненості або експозиції). Якщо повністю затемнити ФПЗЗ, на виході залишиться деякий темновий сигнал, що характеризується параметрами: *напругою темного сигналу* U_T і *нерівномірністю напруги темного сигналу* ΔU_T (абсолютна або відносна). Темновий сигнал утворюється шумами ФПЗЗ – детермінованими та флуктуаційними. Детерміновані шуми, у свою чергу, складаються із завад від тактового живлення та геометричних темнових шумів. Геометричні темнові шуми являють собою неоднорідність розподілу темного струму. Картина темного сигналу, знята з виходу ФПЗЗ, показує, що темновий сигнал нерівномірний, причому локальні сплески у переважній більшості (80%) збігаються з розташуванням преципітатів металів. Темнові параметри характеризують технологічний рівень виготовлення ФПЗЗ й температуру, в якій знаходиться пристрій. При переході від темного режиму до низьких рівнів освітленості геометрична неоднорідність сигналу найчастіше зростає, тому що під дією світла вмикаються нові центри генерації – рекомбінації і починають активніше проявлятися існуючі. До геометричній неоднорідності слід віднести і *локальну люмінесценцію*, яка найбільш сильно виявляється при низьких рівнях освітленості. Можливі чотири типи локальної люмінесценції: визвана тактуванням вихідного регістра; пов'язана з передпробійним станом *p-n*-переходів у пристрої входу-виходу; яка виникає при проколі МОН-транзисторів у вихідних пристроях; світні плями. Перший тип люмінесценції спостерігається у матричних ФПЗЗ в режимах малої освітленості й великого часу накопичення. Вихідний регістр під час періоду накопичення працює, й тактування його фазових електронів може викликати появу довгохвильових фотонів, що поглинаються у найближчих до вихідного регістру елементах вертикальних зсувних регістрів. Світіння швидко спадає у міру віддалення від вихідного регістра (10-20 елементів) і залежить від зсуву на фазах, частоти і фронтів тактових імпульсів вихідного регістра, а також від температури. Генерація фотонів *p-n*-переходом у стані, близькому до пробою, давно відома. Спостереження її у ФПЗЗ показало, що випромінювання відбувається у ближньому ІЧ-діапазоні, до якого кремнієві ФПЗЗ досить чутливі. На ТБ-зображенні, яке знімається із захищеного від світла ФПЗЗ, можна спостерігати світну область, що поширюється від вихідного пристрою, на який подали занадто високу напругу. Аналогічна ситуація виникає при проколі каналу вихідного МОН-транзистора. Коли напруга на стоці стає набагато вищою напруги на затворі, створюються умови для лавинного процесу генерації пар електрон – дірка й емісії фотонів у ближній ІЧ-області. Найбільш серйозною проблемою є придушення світних плям. Причиною їх виникнення служать локальні витоки між фазами і між фазою та підкладкою. Оскільки площа матричних ФПЗЗ велика, ймовірність появи плям значна. Відрізнити світні плями від білих точок на зображенні, що викликаються надлишковим темновим струмом, можна, охолоджуючи ФПЗЗ. Методом боротьби зі світними плямами є зниження фазових напруг, а також регулювання (зменшення) зміщення підкладки у період накопичення.

Флуктуаційні шуми ФПЗЗ представлені двома основними складовими – шумом перенесення і шумом вихідного пристрою. Шум перенесення викликається неефективністю перенесення і прямо пропорційний їй. При високій ефективності сучасних ФПЗЗ з прихованим каналом цей шум не відіграє суттєвої ролі. Основною проблемою залишається шум вихідного пристрою. Він пропорційний кореню квадратному з ємності вузла зчитування і принципово не знижуваний. Шлях до його зниження лежить у оптимальному конструюванні вихідних пристроїв. Флуктуаційні шуми характеризують *напругою часової компоненти шуму* $U_{ш, ч}$, яка є середньквадратичне значення часової флуктуації сигналу на фіксованому опорі навантаження у заданій смузі частот й за відсутності випромінювання. Вимірювання напруги часової компоненти шуму дозволяє увести відношення сигнал-шум і визначити параметри, що характеризують пороговий режим роботи ФПЗЗ: *порогову енергетичну освітленість* E_p , *пороговий потік* Φ_p і *порогову експозицію* H_p . Значення порогової енергетичної освітленості фоточутливої поверхні відповідає напрузі сигналу, що дорівнює напрузі часової компоненти шуму. Аналогічно визначається і пороговий потік. Порогова експозиція являє собою добуток порогової освітленості на час накопичення. Шуми та порогові параметри вимірюють на одному елементі ФПЗЗ, роблячи серію вибірок у часі.

Верхня частина світло-сигнальної характеристики відображає два параметри: *максимальний вихідний сигнал*, що характеризується напругою насичення вихідного сигналу $U_{нас}$ і відповідає заповненню потенційних ям, і *реакцію ФПЗЗ на локальні пересвітки*, тобто переповнення потенційних ям в ділянках підвищеної освітленості. Рівномірна пересвітка ФПЗЗ, яка викликає переповнення усіх потенційних ям у фоточутливій області, не настільки страшна. Її пригнічують за допомогою нейтральних оптичних фільтрів або зміною часу накопичення. Локальні пересвітки придушити набагато важче, і боротьба з ними у даний час стає однією з найважливіших проблем. При локальних пересвітках на ТБ-зображенні спостерігаються розпливчасті плями й смуги, витягнуті у напрямку перенесення зарядових пакетів. Явище розпливу отримало назву *блумінга*. Оцінку блумінгу проводять різними способами, наприклад, вимірюючи ширину розпливу зображення і відносячи її до ширини проєкціоюваної смуги або визначаючи відношення надлишкової локальної освітленості до освітленості, що викликає заповнення потенційної ями.

Частотно-контрастну характеристику (ЧКХ) ФПЗЗ, що визначає роздільну спроможність пристрою, наведено на рис. 4.12, а. Вона описує відповідь ФПЗЗ на оптичний сигнал у формі меандру з певною просторовою частотою. Для того, щоб зняти ЧКХ, на ФПЗЗ проєктують штрихову мірку, крок якої задає просторову частоту роботи ФПЗЗ. При цьому зручно користуватися відношенням даної просторової частоти f до максимальної f_{max} , тобто тієї, при якій крок мірки дорівнює кроку світлочутливих елементів ФПЗЗ. В ідеальному ФПЗЗ при проєкції штрихової міри на виході повинні з'являтися сигнали прямокутної форми; реально форма сигналів згладжується, і на високих просторових частотах вихідний сигнал нагадує синусоїду. Відношення розмаху

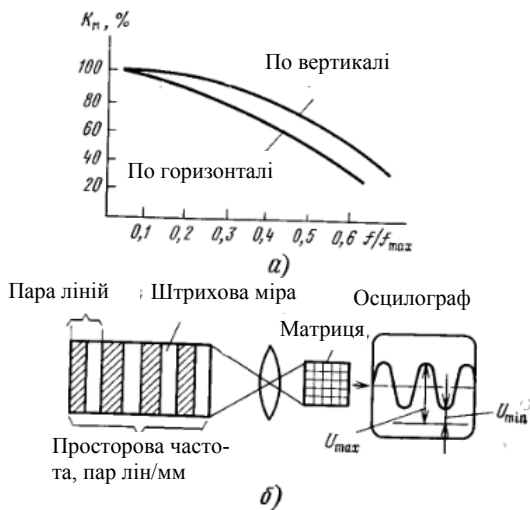


Рис. 4.12 – Частотно-контрастна характеристика ФПЗЗ (а) й спосіб вимірювання коефіцієнта модуляції (б)

вихідного сигналу при передачі штрихової міри заданої просторової частоти або електрично уведеного сигналу заданої частоти до розмаху сигналу від великої деталі зображення або електрично уведеного сигналу (заповнюючого не менше п'яти потенційних ям) визначає *коефіцієнт передачі модуляції* K_m . Практично для того, щоб характеризувати ФПЗЗ, достатньо виміряти коефіцієнт передачі модуляції на будь-якій фіксованій частоті, найчастіше на половині максимальної просторової частоти. Останнє пов'язане з тим, що, згідно з *теоремою Найквіста*, приймач передає без спотворень просторові частоти, що не перевищують половини максимальної. При проектуванні більш високих просторових частот проявляється *ефект Муара* у вигляді помилкових зображень.

Вигляд ЧКХ будь-якого ФПЗЗ визначається трьома факторами: геометрією активної частини пристрою, тобто розмірами і кроком фоточутливих елементів (*ЧКХ-інтегрування*, що виражається коефіцієнтом передачі модуляції K_{m1}); ефективністю перенесення носіїв (*ЧКХ-перенесення*, що виражається коефіцієнтом передачі модуляції K_{m2}); дифузією носіїв, що генеруються довгохвильовими фотонами (*ЧКХ-дифузії*, що виражається коефіцієнтом передачі модуляції K_{m3}).

Для прямокутних фоточутливих елементів розміром l , розташованими з кроком p , залежність K_{m1} від просторової частоти f описується виразом

$$K_{m1} = \frac{\sin\left(f / f_{\max} \frac{\pi l}{2p}\right)}{f / f_{\max} \frac{\pi l}{2p}},$$

де $f_{\max} = 1/2p$. Якщо елементи розташовані впритул ($l = p$), то $K_m = 0$ при $f = 2f_{\max}$; на просторовій частоті, рівній максимальній, $K_{m1} = 64\%$. Така ЧКХ властива, наприклад, ФПЗЗ з кадровим перенесенням. Слід пам'ятати, що ЧКХ буде різною за вертикаллю і за горизонталлю. Якщо ж крок елементів відрізняється від їхнього розміру (як у матрицях з рядково-кадровим перенесенням, де за горизонталлю світлочутливі стовпці чергуються зі зсувними регістрами), вигляд ЧКХ зміниться. Тут коефіцієнт передачі модуляції на максимальній частоті складе приблизно 85%. Треба сказати, що вираз для K_{m1} не відображає фазової складової ЧКХ і відповідає найкращому випадку, коли смуги міри й елементи ФПЗЗ збігаються за фазою. У реальних умовах слід враховувати фазову компоненту ЧКХ, яка зменшує роздільну здатність.

Спад ЧКХ залежно від числа перенесень n та неефективності спаду одного перенесення ϵ визначається виразом $K_{m2} = \exp\{-n\epsilon[1 - \cos(nf/f_{\max})]\}$. При вимірюваннях коефіцієнта передачі модуляції на половині максимальної просторової частоти цей вираз спрощується: $K_{m2} = \exp(-n\epsilon)$.

Щоб оцінити роль неефективності перенесення, приймемо, що у матричному ФПЗЗ із поверхневим каналом неефективність одного перенесення дорівнює $2 \dots 5 \cdot 10^{-4}$, число елементів складає 500×500 . Тоді загальна втрата перенесення $n\epsilon = 0,2 \dots 0,5$ і відповідні значення коефіцієнта передачі модуляції на половині максимальної просторової частоти не перевищать 50...70%. Горизонтальна ЧКХ перенесення визначається кількістю перенесень у горизонтальному вихідному регістрі, вертикальна ЧКХ буде гіршою горизонтальної, так як до перенесень у вихідному регістрі додаються перенесення у вертикальних стовпцях. З цього прикладу стає зрозумілим, чому ФПЗЗ, що відповідають високим вимогам до роздільної здатності, повинні виконуватися з прихованим каналом.

У сучасних ФПЗЗ з великим числом елементів і високою ефективністю перенесення дифузія носіїв, що генеруються довгохвильовими фотонами, стає серйозним чинником, що обмежує роздільну здатність. Довгохвильові фотони (0,66...1,1 мкм) проникають глибоко в об'єм напівпровідника, так як слабо поглинаються кремнієм. Генеровані носії дифундують у всіх напрямках. Велика частина їх потрапляє до відповідної фотокомірки, але значна кількість й у сусідні фотокомірки. Виникають перехресні завади, роздільна здатність падає. Спад ЧКХ-дифузії тим більший і коефіцієнт модуляції K_{m3} тим нижчий, чим ближче розташовані фотокомірки, чим більше глибина проникнення фотонів і чим вища дифузійна довжина носіїв. Уведення до конструкції ФПЗЗ зворотнзміщеного p - n -переходу дозволяє значно зменшити спад ЧКХ-дифузії, оскільки поле p - n -переходу витягує до підкладки генеровані в глибині носії.

Крім світло-сигнальної характеристики й ЧКХ до основної групи включають спектральну характеристику, точніше, області *спектральної чутливості* (йдеться про видимий діапазон), яка визначається як діапазон довжин хвиль, в якому відносна спектральна чутливість складає менше 0,1 від свого максимального значення. У ФПЗЗ із полікремнієвими електродами МОН накопичувальних фотокомірок максимум спектральної чутливості лежить поблизу значення 800...900 нм.

До фотоелектричних параметрів належать також дефекти, що спостерігаються на ТВ-зображенні або осцилографічній карті. Спостерігані дефекти виникають в результаті того, що сигнал з одного або декількох прилеглих фотокомірок відрізняється від середнього значення вихідного сигналу, який розраховується по всьому fotocутливому полю або його частини. Зазвичай задають гранично припустиму величину відмінності і тим самим фіксують дефектну фотокомірку або групу комірок. Основні типи дефектів – це світлі й темні стовпи, світлі і темні плями, розміри яких залежать від числа фотокомірок, що утворюють дефект (наприклад, світлий стовп завдовжки не більше десяти фотокомірок). Число дефектів визначають на всьому полі або на його частині.

До кількісних конструктивних характеристик відносяться: *число елементів* N для лінійок; $N_{\text{ст}}$, $N_{\text{ряд}}$ для матриць, де $N_{\text{ст}}$, $N_{\text{ряд}}$ відносяться до стовпця та рядка відповідно; *розмір фотокомірки* $a \times b$ і *фоточутливої області* $H \times L$. Для матриць, що працюють у телевізійному стандарті, співвідношення сторін фоточутливої області нормоване (наприклад, 5:4). Крім перерахованих параметрів, необхідно зазначити товщину й матеріал оптичного вікна та відстань від вікна до поверхні кристала ФПЗЗ.

До експлуатаційних характеристик відносять у першу чергу відомості про управління ФПЗЗ: тактову діаграму, частоту виведення сигналу, рівні іспульсних та постійних зміщень, опір навантаження. У довідкових даних додатково наводяться ємності фазових електродів ФПЗЗ, без знання яких важко розрахувати схему управління.

Верхня межа робочих частот ФПЗЗ визначається каналом перенесення і вихідним пристроєм. У ФПЗЗ із прихованим каналом робочі частоти досягають 20..40 МГц (до 140 МГц у перистальтичного каналу); ФПЗЗ із поверхневим каналом обмежені частотами 3...7 МГц. У багатьох випадках робочу частоту починають обмежувати МОН-транзистори вихідного пристрою. Подолати це можна переходом від однокаскадного стокового вихідного повторювача до двотрикаскадного, що дозволяє оптимально узгодити ємності навантаження з ємністю вузла зчитування. *Нижня частота* ФПЗЗ лежить поблизу 1 кГц і визначається процесом генерації – рекомбінація носіїв при робочій температурі: при збільшенні часу перебування зарядового пакета у потенційній ямі зростає частка паразитного темного заряду, і корисна інформація втрачається.

У відношенні механічних та кліматичних впливів ФПЗЗ мало відрізняється від інших типів напівпровідникових пристроїв та інтегральних мікросхем. Виняток можуть становити гібридні ФПЗЗ. Вплив же температури й радіації на ФПЗЗ виражені набагато сильніше, оскільки доводиться оперувати з виключно малими кількостями зарядів, що не зустрічаються в будь-яких інших приладах. Для компенсації впливу підвищених температур (зазвичай значення граничної робочої температури для кремнієвих ФПЗЗ видимого діапазону не перевищує 60°C) застосовують охолодження за допомогою термоелектричних мікрохолодильників.

Вплив радіації можна розділити на чотири види ефектів.

Збільшення позитивного заряду в діелектрику, викликане іонізацією з наступним розподілом електронно-діркових пар полем. Електрони йдуть з діелек-

трика, дірки залишаються у глибоких пастках. Позитивний заряд в діелектрику викликає зміну порогової напруги, яка залежить від наступних факторів:

- матеріалу електрода, для полікремнієвих електродів воно набагато більше, ніж для алюмінієвих;

- товщини і технологій формування діелектрика. Наприклад, тонкий оксид, вирощений у сухому кисні, виявляється більш стійким, ніж оксид з більшою товщиною, вирощений у вологій атмосфері;

- величини і полярності управляючих зміщень. Позитивні зміщення на електроді дають більш різкі зміни, ніж негативні;

- типу і полярності каналу (більш радіаційно стійкими виявляються ФПЗЗ із об'ємним, а не поверхневим каналом, причому об'ємним каналом *n*-типу, відносно якого електроди зміщені негативно). Збільшення позитивного заряду в діелектрику, головним чином, впливає на глибину потенційних ям. Цей ефект можна частково компенсувати зміною зміщень на електродах.

Збільшення щільності поверхневих станів за фізичним механізмом виникнення аналогічне збільшенню заряду в діелектрику, але є різним за впливом на параметри ФПЗЗ: через збільшення щільності поверхневих станів падає ефективність перенесення і зростають шуми. Виготовлені за стандартною технологією ПЗЗ витримують радіацію з дозами не більше $10^3 \dots 10^4$ рад. Для збільшення радіаційної стійкості застосовується спеціальна технологія.

Нестаціонарні іонізаційні ефекти менш небезпечні, ніж розглянуті, але при імпульсних радіаційних впливах можуть призводити до стирання інформації. У типовому ФПЗЗ для заповнення потенційної ями носіями, що генеруються у напівпровіднику в результаті іонізації, достатньо дози менше 1 рад, причому ФПЗЗ з об'ємним каналом програють ФПЗЗ з поверхневим каналом, що має більшу зарядову ємність. Іонізацію викликають головним чином гамма-випромінювання і опромінення електронами. М'яке гамма-випромінювання проникає неглибоко, та пов'язані з ним ефекти обмежуються діелектриком і межею розділу діелектрик – напівпровідник. Вплив електронів аналогічний впливу гамма-випромінювання, але електрони, на відміну від гамма-частинок, сильно гальмуються деталями корпусу і пасивними областями пристрою (електродами, захисним покриття та ін.).

Об'ємні радіаційні порушення при опроміненні швидкими нейтронами або протонами призводять до погіршення ефективності перенесення у ФПЗЗ з об'ємним каналом і збільшення темного струму у ФПЗЗ з поверхневим й об'ємним каналами. Ефективність перенесення лінійно погіршується зі збільшенням інтегральної дози нейтронів у діапазоні $10^{11} \dots 10^{13} \text{ см}^{-2}$ (середня енергія нейтронів 15 MeV). Доза 10^{13} см^{-2} є граничною, оскільки ефективність знижується. З поверхневим каналом ФПЗЗ більш стійкі до нейтронного випромінювання, ніж ФПЗЗ з об'ємним. Для підвищення стійкості ФПЗЗ з об'ємним каналом запропоновано підвищувати ступінь легування підкладки й використовувати кремній з підвищеною концентрацією кисню.

4.4. Застосування фоточутливих приладів із зарядовим зв'язком

Телекіноапаратура. Твердогільні телевізійні камери на ФПЗЗ є основою відеоапаратури будь-якого типу. Існує велика кількість схемотехнічних рішень телевізійних камер. Виходячи зі ступеня складності їх можна поділити на такі види:

- камери на лінійних ФПЗЗ чорно-білого, рідше кольорового зображення, використовуються в основному у вимірювальних системах;
- камери на матричних ФПЗЗ чорно-білого і кольорового зображення для широкого спектру застосувань;
- спеціалізовані камери.

Системи технічного зору. До систем технічного зору належать будь-які системи сприйняття та обробки візуальної інформації. Можна виділити три основні області застосування систем технічного зору:

- кількісний та якісний контроль – вимірювання розмірів і переміщень, контроль якості;
- ідентифікація об'єктів;
- управління виконавчим органом.

Структурно система технічного зору складається з телевізійної камери; пристрою обробки відеосигналу; обчислювача, в якому здійснюється математична обробка даних і формування результуючих сигналів; блоку управління, що здійснює автоматичне включення й виключення системи технічного зору у потрібні моменти часу.

Уведення графічної інформації до ЕОМ. Актуальною є задача введення до ЕОМ графічної інформації. Одним з варіантів вирішення цього завдання є використання планшета з координатними шинами. Зчитуюча голівка складається з лінійного ФПЗЗ, на кінцях якого розташовуються електромагнітні датчики, що приймають сигнали з координатами шин. Зчитування зводиться до переміщення голівки по поверхні укріпленого на планшеті креслення: за одне переміщення зчитується смуга заданої ширини, наступні смуги виконуються з перекриттям. Другий варіант заснований на застосуванні прозорого транспаранта з координатними осями, виконаними різним кольором. Світлоділильна система виділяє вертикальні й горизонтальні лінії координатної сітки; потім відносно них визначаються координати опорної точки і однією з точок перетину ФПЗЗ з лінією координатної сітки. Ці дані використовуються для визначення методом інтерполяції координат зчитувальних з креслення ліній. Транспарант поміщають поверх креслення та, переміщуючи вручну голівку, зчитують інформацію в ЕОМ. При цьому проєкція ФПЗЗ на транспарант повинна перетинати не менше двох горизонтальних або вертикальних ліній координатної сітки. Це вводить певні обмеження на переміщення голівки.

Завдання автоматичного читання друкованих та рукописних текстів вирішується оптичними читаючими терміналами. До оптичних читаючих терміналів пред'являються такі вимоги: універсальність, тобто здатність працювати з машинописними шрифтами, друкарським текстом, рукописними символами, написаними кульковою ручкою, пером, фломастером та ін.; стандартизоване

узгодження з будь-якою міні- або мікроЕОМ; наявність внутрішніх стандартів на обмін інформацією між блоками оптичного читаючого терміналу; невисока вартість. При виконанні цих вимог оптичний читаючий термінал стає незамінним пристроєм у системах автоматизованого проектування, системах оформлення документації, поліграфії, у системах машинного мовного перекладу, зчитуванні підписів, індексів та ін.

Пристрої оптико-електронної обробки інформації. Найбільш повно властивості ФПЗЗ проявляються у пристроях оптико-електронної обробки інформації, де на ФПЗЗ покладається не тільки перетворення оптичної інформації у відеосигнал, а й аналогова обробка інформації. Системи оптико-електронної обробки вирішують дві важливі задачі: поєднання за швидкодією оптичних та цифрових способів обробки інформації в результаті виконання ФПЗЗ низки операцій, традиційно виконуваних ЕОМ; зниження надлишковості при передачі інформації по каналах зв'язку шляхом спектральної обробки оптичного зображення за допомогою ФПЗЗ й фільтрації високочастотних просторових складових. ФПЗЗ не просто перетворює оптичне зображення у відеосигнал, а й здійснює при цьому дискретизацію та фільтрацію. Фільтрація, яка відбувається у ФПЗЗ, пов'язана з тим, що вибірки не є дельта-функціями, так як комірки мають протяжність і вимірюється інтеграл від інтенсивності освітленості у комірці. Крім того, через втрати при перенесенні зарядів відбувається часткове зміщення інформації із сусідніх комірок. Це призводить до того, що вибірка в реальному ФПЗЗ представляє не справжнє значення вихідної функції, а скоріше, значення першої гармоніки, – високочастотні складові фільтруються, тобто ФПЗЗ діє як фільтр низької частоти.

Параметрами фільтрації й дискретизації у ФПЗЗ можна управляти. Здійснюється управління такими способами: фільтрацією оптичного зображення на вході ФПЗЗ шляхом застосування масок; зміною амплітудних характеристик ФПЗЗ; управлінням ЧКХ шляхом обробки у вихідному пристрої.

До перетворення світло-сигнал додається аналогова обробка оптичної інформації. Тенденція розробок систем оптико-електронної обробки полягає у тому, щоб у максимальній мірі аналогову обробку виробити у ФПЗЗ.

Космос, астрономія. Матричні ФПЗЗ знайшли застосування у телескопах наземного та бортового базування, в бортовій апаратурі штучних супутників Землі для спостереження з космосу. За їх допомогою розраховано зоряні величини об'єктів.

Особливістю телескопічних систем є великі розміри робочого поля фотоприймача, розташованого у фокальній площині телескопа. Бажано, наприклад, мати число fotocутливих комірок не менше 1000×1000 при розмірі комірки 30×30 мкм (кружок розсіювання телескопа може становити $50 \dots 100$ мкм). Виготовлення такої матриці без дефектів є досить складною справою. В якості альтернативи можна прийняти *метод зшивання зображень*, сформованих звичайними крупноформатними матрицями. Перспективним є варіант фоконної збірки матриць. Поглинання світла у фоконі, що сягає 50%, компенсується узгодженням розмірів кружка розсіювання телескопа й елемента матриці. Роздільна зда-

тність при діаметрі волокна фокона 5 мкм на вузькому торці залишається практично незмінною.

Телевізійні системи космічних апаратів дозволяють вирішувати складні завдання виявлення в автоматичному режимі комет та їх ядер, автосупроводу обраного об'єкта та передачі на Землю спектрозональних зображень з максимальною детальністю. Телевізійна система утворює з автоматичною стабілізованою платформою замкнений контур самонаведення, тобто телевізійна система не тільки передає зображення комети, але й забезпечує виконання функції наведення. З цієї причини до складу телевізійної системи входять два блоки: телевізійна вузькокутова камера з довгофокусним об'єктивом та телевізійний датчик наведення. Обидва блоки виконано за двоканальною схемою на охолоджуваних матрицях.

Медицина. Система, що включає малокадрову камеру і блок обробки на матриці з врахуванням кадру, знайшла застосування для створення рентгено-телевізійної установки. Максимальний потік рентгенівського випромінювання при медичній діагностиці становить приблизно $8 \cdot 10^4$ квант-мм⁻², що при використанні м'якого рентгенівського випромінювання суттєво менше дози, що викликає деградацію ФПЗЗ. Тому можлива реєстрація безпосередньо тіньового рентгенівського зображення поряд з перетворенням його в оптичне за допомогою електронно-оптичного перетворювача або детектора рентгенівського випромінювання.

В офтальмології раніше використовувався пристрій кератомет, за допомогою якого отримували інформацію про форму рогівки ока. Око фотографували з одночасним накладенням ортогональної сітки, потім на фотоплівці вимірювали координати викривленої поверхні рогівки сітки для розрахунку форми контактної лінзи. Заміна фотоапарата на лінійний ФПЗЗ дозволила уводити до ЕОМ інформацію у реальному масштабі часу з високою точністю. Знімають точки по діаметру, потім, повертаючи ФПЗЗ на визначений кут, отримують відомості про всю сферу ока.

Апаратура експерименту. ФПЗЗ знаходять застосування в координатних детекторах іонізуючого випромінювання. Перспективним є використання ФПЗЗ у прецизійних детекторах для реєстрації розпадів короткоживучих частинок (менше 10^{-14} с). ФПЗЗ не має конкурентів в частині координатного розділення, дозволяє вимірювати дві координати в одній площині і працює при завантаженні до 10^7 с⁻¹.

Лінійні й матричні ФПЗЗ знайшли застосування у лазерній техніці. В апаратурі, яка реєструє розподіл щільності енергії, у багатоканальному аналізаторі спектру флуоресценції, яка збуджується імпульсним лазером. Так в автоматизованому вимірювачі відносного розподілу енергії використовується середньоформатна матриця, на яку пучок випромінювання лазера потрапляє через вузькосмуговий світлофільтр і довгофокусний об'єктив. Передбачене юстирування вимірювача за допомогою допоміжного лазера, світлоділильної призми й розсіювача, забезпечує рівномірний розподіл енергії по матриці. Відеосигнал подається на аналого-цифровий перетворювач, після чого записується до оператив-

ного запам'ятовуючого пристрою. Будь-який з кадрів може бути виведений на відеоконтрольний пристрій чорно-білого або кольорового зображення.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. Наведіть визначення ПЗЗ.
2. У чому полягає принцип дії ПЗЗ?
3. Намалуйте структуру ПЗЗ.
4. Розкажіть метод трифазного управління ПЗЗ.
5. Які недоліки властиві методу трифазного управління ПЗЗ?
6. Намалуйте структуру ПЗЗ з двофазним управлінням.
7. Намалуйте структуру ПЗЗ з прихованим каналом.
8. Назвіть основні типи ФПЗЗ.
9. Що таке світло-сигнальна характеристика ФПЗЗ?
10. Що таке частотно-контрастна характеристика ФПЗЗ?

5.1. Технологічні основи наноелектроніки

Термін наноелектроніка відносно новий і прийшов на зміну більш звичному терміну мікроелектроніка, під яким розуміли передові для 60-х років минулого століття технології напівпровідникової електроніки з розміром елементів порядку одного мікрона. Наноелектроніка пов'язана з розробкою матеріалів, архітектур і технологій виробництва функціональних пристроїв електроніки з топологічними розмірами елементів на порядки менше, що не перевищують 100 нм, а іноді і 10 нм. Головною особливістю наноелектроніки є, в першу чергу, не просте механічне зменшення розмірів, а те, що для елементів таких розмірів починають переважати квантові ефекти, використання яких може стати дуже перспективним. Слід зауважити, що термінологія в даній області ще повністю не сформувалася. Прийнята на сьогоднішній момент термінологія використовує наступні терміни:

- *наноматеріали* – матеріали, що містять структурні елементи, гео-метричні розміри яких хоча б в одному вимірі не перевищують 100 нм, і що мають якісно нові властивості, функціональні та експлуатаційні характеристики;

- *нанотехнологія* – сукупність методів і прийомів, які забезпечують можливість контрольованим чином створювати і модифікувати об'єкти, що включають компоненти з розмірами, менше 100 нм і мають принципово нові якості, та дозволяють здійснювати їхню інтеграцію у повноцінну функціонуючі системи більшого масштабу.

Наноматеріали можна розділити на наступні чотири основні категорії.

Перша категорія включає матеріали у вигляді твердих тіл, розміри яких в одному, двох або трьох просторових координатах не перевищують 100 нм. До таких матеріалів можна віднести нанорозмірні частинки (нанопорошки), нановолокна, нанодропи, дуже тонкі плівки (товщиною менше 100 нм), нано-трубки і т. п. Такі матеріали можуть містити від одного структурного елемента або кристаліта (для частинок порошку) до кількох їх прошарків (для плівки). У зв'язку з цим першу категорію можна класифікувати як наноматеріали з малим числом структурних елементів або наноматеріали у вигляді нановиробів.

Друга категорія включає в себе матеріали у вигляді малорозмірних виробів з розміром у приблизному діапазоні 1 мкм ... 1 мм. Зазвичай це дроти, стрічки, фольги. Такі матеріали містять вже значне число структурних елементів і їх можна класифікувати як наноматеріали з великим числом структурних елементів (кристалітів) або наноматеріали у вигляді мікрровиробів.

Третя категорія являє собою масивні (або інакше об'ємні) наноматеріали з розмірами виробів з них у макродіапазоні (більше декількох міліметрів). Такі матеріали складаються з дуже великого числа нанорозмірних елементів (крис-

талітів) і фактично є полікрісталічними матеріалами з розміром зерна 1 ... 100 нм.

У свою чергу третю категорію наноматеріалів можна розділити на два класи. До першого класу входять однофазні матеріали, структура і (або) хімічний склад яких змінюється за обсягом матеріалу тільки на атомному рівні. Вони знаходяться у нерівноважному стані. До таких матеріалів відносяться, наприклад, скло. До другого класу можна віднести багатofазні матеріали, наприклад, на основі складних металевих сплавів.

Четверта категорія включає композиційні матеріали, що містять у своєму складі компоненти з наноматеріалів з першої категорії та другої категорії.

Вважається, що якщо при зменшенні обсягу будь-якої речовини за однією, двома або трьома координатами до розмірів нанометрового масштабу виникає нова якість, або ця якість виникає в композиції з таких об'єктів, то ці утворення слід віднести до наноматеріалів, а технології їх отримання і подальшу роботу з ними до нанотехнологій.

Найбільш сильні зміни властивостей наноматеріалів і наночастинок відбуваються у діапазоні розмірів кристалітів порядку 10 ... 100 нм. Нижня границя діапазону геометричних параметрів обумовлена критичним розміром існування нанокристалічного матеріалу, як структурного елементу, що має упорядковану будову, тобто кристалічну решітку. Верхня межа діапазону обумовлена тим, що помітні і цікаві з технічної точки зору зміни фізико-механічних властивостей матеріалів (міцності, твердості, коерцитивної сили та ін.) починаються при розмірах наноструктурних елементів істотно менше 100 нм. Основні фізичні причини зміни властивостей наноматеріалів наступні.

Для наночастинок частка атомів, що знаходяться у тонкому поверхневому шарі (~ 1 нм), порівняно з мікрочастинками помітно зростає. У поверхневих атомів задіяні не всі зв'язки з сусідніми атомами. Для атомів, що знаходяться на виступах поверхні, ненасиченість зв'язків ще вища. У результаті у приповерхневому шарі виникають сильні спотворення кристалічної решітки і навіть може відбуватися зміна типу решітки. Іншим аспектом є той факт, що вільна поверхня є місцем зосередження (стікання) кристалічних дефектів. При малих розмірах частинок їхня концентрація помітно зростає за рахунок виходу більшості структурних дефектів на поверхню і очищенню матеріалу наночастинок від дефектів структури та хімічних домішок. Встановлено, що процеси деформації і руйнування протікають, у першу чергу, у тонкому приповерхневому шарі з випередженням, порівняно з внутрішніми об'ємами металевих матеріалів, що багато в чому визначає механічні властивості (міцність, пластичність). Наступною причиною специфіки властивостей наноматеріалів є збільшення об'ємної частки меж розподілу зі зменшенням розміру зерен або кристалітів у наноматеріалах. Експериментальні дослідження показали, що межі зерен носять нерівноважний характер, зумовлений присутністю високої концентрації зернограничних дефектів. Ця нерівноважність характеризується надлишковою енергією меж зерен і наявністю далеко діючих пружних напруг. У той самий час межі зерен мають кристалографічну впорядковану будову, а джерелами пружних полів виступають зернограничні дефекти. Нерівноважність меж зерен викликає

виникнення спотворень кристалічної решітки, зміну міжатомних відстаней і появу значних зміщень атомів, аж до втрати впорядкованості. Результатом є значне підвищення мікротвердості. Важливим фактором, що діє у наноматеріалах, є також схильність до появи кластерів (скупчень атомів, молекул). Полегшення міграції атомів (груп атомів) уздовж поверхності і по межах розподілу, а також наявність сил притягання між ними, часто призводять до процесів самоорганізації острівних, стовпчастих та інших кластерних структур. Ще одну причину специфіки властивостей наноматеріалів пов'язують з тим, що при процесах перенесення (дифузія, електро-і теплопровідність і т.п.) має місце деяка ефективна довжина вільного пробігу носіїв цього перенесення L_e . При переході до розмірів менших L_e швидкість перенесення починає залежати від розмірів і форми і, як правило, різко зростає. В якості L_e може виступати, наприклад, довжина пробігу вільного електрона. Для матеріалів з розмірами кристалітів у нижньому нанодіапазоні $D < 10$ нм з'являється можливість прояву квантових розмірних ефектів. Квантові ефекти будуть виражатися, зокрема, у вигляді осцилюючої зміни електричних властивостей.

Одним з найбільш відомих видів наноматеріалів, створених останнім часом, є графен. *Графен* – двовимірний кристалічний вуглецевий наноматеріал, який можна уявити собі як пластину, що складається з атомів вуглецю. Даний матеріал має унікальні струмопровідні властивості, які дозволяють йому служити як дуже хорошим провідником, так і напівпровідником. Крім того, графен надзвичайно міцний і витримує величезні навантаження, як на розрив, так і на прогин. Графен розглядається як перший кандидат для застосування у комп'ютерах, моніторах, сонячних батареях і гнучкій електроніці. Наступним відкриттям, що визначив образ електронних схем майбутнього, стала поява нанотрубок.

Нанотрубка являє собою циліндричну структуру товщиною в кілька атомів, яка в залежності від розміру і форми може мати провідникові або напівпровідникові властивості. Наприклад, якщо трубка пряма, вона є провідником, а якщо скручена або вигнута – напівпровідником. Нанотрубки можуть додати електронним схемами революційні механічні та оптичні властивості, або, говорячи простою мовою, зробити електроніку гнучкою і прозорою. Нанотрубки більш рухливі і не затримують світло у тонкому шарі, так що дослідні матриці з інтегральними схемами можна згинати без втрати електронних властивостей. Останнім часом навчилися вирощувати одношарові і багат шарові вуглецеві нанотрубки (рис. 5.1). Властивостями таких трубок можна певною мірою управляти шляхом зміни їхньої спіральності, тобто напрямками закручування їх решітки відносно поздовжньої осі.

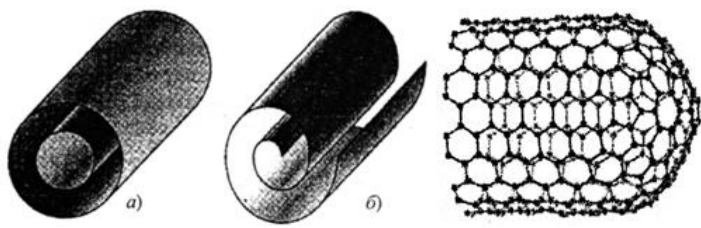


Рис. 5.1 – Моделі поперечного перерізу багатошарових нанотрубок: а) «матрьошка», б) «згорток», в) атомарна структура одношарової нанотрубки

Поверхня нанотрубок утворена з шестикутників, у вершинах яких розташовуються атоми вуглецю. Отримують вуглецеві нанотрубки, як з металевим типом провідності, так і з заданою шириною забороненої зони. З'єднання двох таких трубок буде утворювати діод, а трубка, що лежить на поверхні окисленої кремнієвої пластини, – канал польового транзистора. Набір нанотрубок із заданим внутрішнім діаметром може служити основою для створення молекулярних сит високої селективності і газопроникності.

Вуглець є досить поширеним елементом. У твердому стані у природі він присутній у вигляді графіту і алмазу. Дослідження показали, що найбільш стабільними із сполук вуглецю виявилися молекули з великим парним числом атомів – фулери, які в першу чергу складаються з 60 і 70 атомів – C_{60} і C_{70} (рис. 5.2).

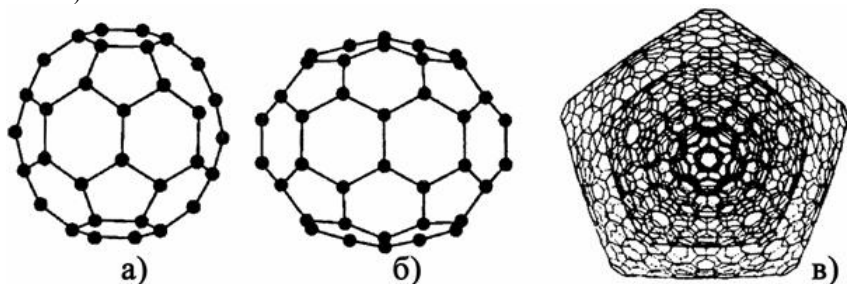


Рис. 5.2 – Фулеренові молекули: а – C_{60} ; б – C_{70} ; в – фулерити

Фулери являють собою замкнені молекули вуглецю, в яких всі атоми розташовані у вершинах правильних шестикутників або п'ятикутників, що покривають поверхню сфери. Фулери відрізняються незвичайною кристалографічною симетрією і унікальними властивостями. Всі ковалентні зв'язку у них насичені, тому окремі молекули між собою можуть взаємодіяти тільки за допомогою слабких сил Ван-дер-Ваальса. Однак останні вистачає, щоб побудувати зі сферичних молекул кристалеву структуру. Такі матеріали називаються фулеритами. Стабільні молекули характеризуються ланцюговими конфігураціями,

що формуються з п'яти та шестичленних кілець. На даний час навчилися отримувати леговані фулерени шляхом додавання до їхніх молекул інших атомів або молекул, у тому числі і розміщення атома легуючого елемента у внутрішньому обсягу молекули. З використанням високого тиску або лазерного опромінювання існує можливість з'єднання двох фулеренових молекул у димер або полімеризації вихідної структури наномірів. Дуже велика твердість фулеренів дозволяє виробляти з них фулеритові мікро- і наноінструменти для обробки і випробувань надтвердих матеріалів, у тому числі й алмазів. Фулерени та з'єднання на їх основі також є перспективними матеріалами для створення наноструктур.

Вже у 70-80-ті роки минулого століття до напівпровідникової техніки прийшли такі нанорозмірні структури як гетеропереходи, надрешітки, квантові ями й квантові точки, синтезовані на основі багатокомпонентних сполук мінливого складу. Для їх створення були розроблені відповідні технологічні процеси, що являють собою логічний розвиток і вдосконалення напівпровідникової класики: епітаксії, дифузії, імплантації, напилювання, окислення і літографії. У виробництві електронних компонентів стали впроваджуватися такі технології, як молекулярно-променева епітаксія, іонно-плазмова обробка, іонно-променева імплантація, фотонний відпал і багато інших. Однією з важливих віх на шляху розвитку наноелектроніки стало створення скануючого тунельного та атомно-силового мікроскопів. Метод скануючої тунельної мікроскопії, винайдений на початку 80-х років минулого століття, заснований на квантовому тунелюванні. Голки-зонди з металевого дроту піддаються попередній обробці (такій, як механічне полірування, зколювання або електрохімічне травлення) і подальшій обробці у понадвисоковакуумній камері. Якщо прикласти напругу між голкою і зразком, то через проміжок потече тунельний струм. Приклавши дещо більшу, ніж при скануванні, напругу між поверхнею об'єкта і зондом, можна домогтися того, що до зонду притягнуться один або кілька атомів, які можна підняти і перенести на інше місце. Прикладаючи до зонду певну напругу, можна змусити атоми рухатися уздовж поверхні або відокремити кілька атомів від молекули. Що ж стосується атомно-силового мікроскопа, то він являє собою скануючий зондовий мікроскоп високої спроможності і використовується для визначення рельєфу поверхні з роздільною здатністю від десятків ангстрем аж до атомарного.

На відміну від скануючого тунельного мікроскопа, за допомогою атомно-силового мікроскопа можна досліджувати як провідні, так і непровідні поверхні. Крім того, за допомогою атомно-силового мікроскопа можна вивчати взаємодію двох об'єктів: вимірювати сили тертя, пружності, адгезії, і, так само, як і за допомогою тунельного, переміщувати окремі атоми, осаджати і видаляти їх з будь-якої поверхні.

Важливим обмеженням для використання наноструктурних конструкційних матеріалів є їхня схильність до корозії через велику об'ємну частку меж зерна. У зв'язку з цим вони не можуть бути рекомендовані для роботи в умовах, що сприяють такій корозії. Іншим важливим обмеженням є нестабільність структури наноматеріалів, а, отже, нестабільність їх властивостей. Так при тер-

мічних, радіаційних, деформаційних і т.п. впливах неминучі рекристалізаційні, релаксаційні, сегрегаційні і гомогенізаційні процеси, а також явища розпаду, фазових перетворень, спікання і запливання нанопор і нанокاپілярів, аморфізація або кристалізація. Наприклад, вуглецеві нановолокна, призначені для фільтрації рідини, можуть пошкоджуватися під дією вібрацій і збуджуваною потоком рідини структурною нестійкістю вуглецю. При формуванні виробів з нанопорошків досить гостро постає також проблема злипання наночастинок, що може ускладнити отримання матеріалів із заданою структурою і розподілом компонентів.

5.2. Фізичні основи наноелектроніки

Винахід транзистора у 1947 р. призвело до бурхливого розвитку транзисторних напівпровідникових технологій, які лягли в основу сучасної електроніки. За півстоліття транзистор зменшився приблизно у сто тисяч разів за лінійним розміром і у 1010 разів – за масою і сьогодні вже існують нанотранзистори, тобто транзистори, розміри яких обчислюються нанометрами. Вже зараз мікроелектронно промисловістю створюються транзистори з розміром робочих елементів 20-30 нм. Вони ще здатні працювати зі звичайними електричними сигналами. Однак, при такому радикальному зменшенні лінійних розмірів відбувається реальна зміна якості роботи, так як властивості самих електричних сигналів у наносвіті виявляються суттєво іншими, ніж у мікросвіті. Електричний струм тепер не можна уявляти у вигляді деякої подібності «електричній рідині» або «електронного газу», що протікають через керований вентиль, оскільки у наносвіті на перший план виходить квантованість електричного заряду. У наноелектроніці квантові ефекти стають основою.

Властивості атомів, молекул та інших мікрочастинок вивчаються квантовою механікою. Процеси, що відбуваються у мікросвіті, майже повністю лежать за межами чуттєвих сприйнять, і тому поняття квантової теорії не мають наочності, властивої класичній фізиці. В основі квантової механіки лежить уявлення про те, що поведінка мікрооб'єктів (мікрочастинок) описується *функцією стану* – хвильовою функцією, або Ψ -функцією. Хвильова функція залежить від просторових координат q_i і від часу. Квадрат модуля хвильової функції $|\Psi|^2$ пропорційний ймовірності виявлення відповідних значень q_i у момент часу t при вимірюванні, тобто при взаємодії мікрооб'єкта з макроскопічними приладом. Зміна у часі стану об'єкта можна визначити, розв'язуючи диференціальне хвильове рівняння *Шредингера* для Ψ -функції або використовуючи операторний метод, запропонований В. Гейзенбергом.

Ідею *дуалізму*, тобто поєднання в одному квантовому об'єкті корпускулярних і хвильових властивостей, вперше висловив Луї де Бройль, який припустив, що частинці з повною енергією E (яка охоплює і релятивістський член – енергію спокою m_0c^2) і імпульсом \vec{p} може бути поставлена у відповідність хвиля, довжина якої λ і частота ω пов'язані з енергією та імпульсом співвідношеннями

$$E = \hbar\omega / 2\pi, \quad \vec{p} = \hbar\vec{k} / 2\pi, \quad \lambda = h / p$$

де h – стала Планка, \vec{k} – хвильовий вектор, що дорівнює за модулем $2\pi/\lambda$.

З квантової теорії слідує ряд принципів, що мають основне значення для наноелектроніки. Перший з них *квантування*. Його сутність полягає у тому, що деякі фізичні величини, які описують мікрооб'єкт, у певних умовах приймають тільки дискретні значення. Так, наприклад, квантується енергія електрона при його русі в області простору, розмір якого порівняємо з довжиною хвилі де Бройля для цієї частинки. Квантування енергії електрона означає, що вона може мати лише деякий дискретний набір значень. Кожному з цих значень зіставляють енергетичний рівень, відповідний даному стаціонарному стану. Знаходячись у стаціонарному стані, електрон не випромінює фотони. Випромінювання відбувається тільки при переході з одного стану в інший.

Фундаментальним законом квантової механіки є *принцип невизначеності Гейзенберга*, який полягає у тому, що існують пари спряжених величин, що характеризують параметри частинок, які не можуть бути визначені з довільною точністю одночасно. Наприклад, не можна одночасно виміряти положення частинки і її імпульс, проекції моменту імпульсу на дві взаємоперпендикулярні осі, а також енергію частинки у стані збудження і час життя у цьому стані. І справа, природно, не в якості вимірювальної апаратури, а у принциповій неможливості таких операцій. Математично принцип невизначеності можна описати у вигляді нерівностей

$$\Delta x \Delta p_x \geq h/2\pi, \quad \Delta E \Delta t \geq h/2\pi,$$

де Δx , Δp_x , ΔE , Δt – невизначеність, тобто інтервал значень, координати, проекції імпульсу, енергії і часу.

Ще один фундаментальний принцип квантової механіки, а саме *принцип тождественності однакових мікрочастинок*, у поєднанні з наявністю у них власного механічного моменту (спіну), призводить до важливих статистичних закономірностей квантової фізики. Це перш за все принцип заборони Паулі, який полягає у тому, що взаємодіючі між собою однакові частинки з *напівцілим спіном* – *ферміони* (до них відносяться електрони, протони, нейтрони тощо) не можуть перебувати в абсолютно однакових квантових станах. Наприклад, в атомі може існувати тільки два електрони з однаковою енергією і одним і тим самим значенням моменту імпульсу і його проекції на будь-який напрямок. Цих електронів два, оскільки вони можуть мати тільки дві різних проекції спіна.

Таким чином, відповідно до принципів невизначеності Гейзаберга і заборони Паулі в комірці фазового простору об'ємом $\Delta x \Delta p_x \Delta y \Delta p_y \Delta z \Delta p_z = (h/2\pi)^3$, де $\Delta x \Delta y \Delta z$ – обсяг у фізичному просторі, а $\Delta p_x \Delta p_y \Delta p_z$ – обсяг у просторі імпульсів, також може знаходитися не більше двох електронів з різними спінами.

Для розгляду руху частинки у потенційному полі, яке не залежить від часу, використовується стаціонарне рівняння Шредінгера, яке має вигляд

$$\Delta \Psi + \frac{4\pi m}{h} [E - U(x, y, z)] \Psi = 0, \quad (5.1)$$

де m і E – маса і повна енергія частинки, $U(x)$ – потенційна енергія,
 $\Delta = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$ – оператор Лапласа.

Диференціальне рівняння (5.1) записано відносно просторової частини хвильової функції $\psi(x, y, z)$. Часова її частина являє у стаціонарного випадку гармонічну функцію, квадрат модуля якої дорівнює одиниці:

$$\exp(-iEt2\pi / h) = \exp(-i\omega t). \quad (5.2)$$

Для стаціонарних задач важлива тільки просторова частина хвильової функції. На хвильову функцію накладаються очевидні з точки зору фізики умови: вона повинна бути однозначною і неперервною разом зі своєю першою похідною.

Знаючи хвильову функцію, можна знайти не лише ймовірність знаходження частинки в даній точці простору, а й середні значення величин, що залежать від координат. Розрахунковий апарат квантової механіки повповнюється *операторними методами*. Оператор в найзагальнішому вигляді – це правило, за яким у одному математичному об'єкті, у нашому випадку – функції, ставиться у відповідність інший об'єкт, тобто інша функція. Прикладами операторів можуть служити арифметичні дії, диференціювання, інтегрування та ін. У квантовій механіці різним фізичним величинам зіставляються *лінійні самоспряжені (ермітові) оператори*. Відомо, що для оператора існують особливі функції ψ_i , які називаються *власними*. Вони відрізняються тим, що при дії на них даного оператора R функція не змінюється по суті, а лише множиться на деяке число c_R , яке називається *власним значенням* для цієї функції:

$$\Psi_i = c_{iR}\Psi_i.$$

Якщо власні функції взяти в якості базису, то матриця власних значень оператора у цьому базисі буде мати простий діагональний вигляд. Суттєвою особливістю використовуваних у квантовій механіці самоспряжених операторів є те, що іні власні значення суть *дійсні числа*.

Фізична інтерпретація усього викладеного полягає у наступному. Кожній динамічній змінній (фізичній величині) відповідає оператор. Хвильова функція ψ стану системи може бути розкладена за власними функціями ψ_i цього оператора аналогічно тому, як вектор може бути розкладений за координатами, причому коефіцієнти розкладання відіграють роль координат вектора у просторі базисних функцій. Таким чином, хвильова функція містить у собі можливість знаходження системи у будь-якому стані, що відповідає певній базисній функції. При вимірі (взаємодії з макрооб'єктами) реалізується певний стан системи ψ_i з ймовірністю, що дорівнює квадрату модуля відповідного коефіцієнта розкладання, з якої власна функція оператора ψ_i , що відповідає цьому стану, входить до розкладання хвильової функції ψ стану системи. При цьому виміряне значення фізичної величини, яку представляє цей оператор, дорівнює власному значенню c_{iR} з тією ж самою ймовірністю.

Важлива обставина полягає у тому, що оператори не обов'язково підпорядковуються комутативному закону. Іншими словами, результат дії добутку операторів, яке визначається як послідовне застосування операторів до функції, іноді залежить від послідовності застосування операторів. Це ж, як відомо,

справедливо і для матриць, за допомогою яких можна уявляти оператори. Таким чином, якщо є два оператори (або матриці) S і R , то SR не обов'язково дорівнює RS .

Якщо *оператори комутують*, тобто $SR - RS = 0$, то вони мають спільний набір власних функцій і змінні, відповідні цим операторам, можна виміряти одночасно. Для деяких операторів (наприклад, для операторів координати та імпульсу) це не виконується.

Для визначення виду оператора будь-якої фізичної величини використовують *принцип відповідності*. Квантова механіка, будучи більш загальною теорією, містить в собі класичну механіку як граничний випадок. При цьому всі співвідношення між динамічними змінними у квантовій механіці повинні залишатися такими ж самим, як і у класичній механіці, наприклад, зв'язок операторів кінетичної енергії і імпульсу має класичний вигляд:

$$\hat{E} = \hat{p}^2 / 2m.$$

Відповідно до класичних формул визначається зв'язок операторів імпульсу і моменту імпульсу як векторний добуток радіус-вектора на вектор імпульсу, тобто $\vec{l} = [\vec{r} \times \vec{p}]$.

Таким чином, можна визначити деякі вихідні оператори, а потім за формулами класичної механіки побудувати всі інші необхідні оператори.

У якості вихідних обирають оператори координати й імпульсу. Оператор координати \hat{r} , як і будь-який оператор, що відповідає незалежній змінній, зводиться до множення на цю змінну: $\hat{x} = x$, $\hat{y} = y$, $\hat{z} = z$. Оператор імпульсу постулюється наступним чином:

$$\hat{p}_x = ih \frac{\partial}{\partial x} / 2\pi, \hat{p}_y = ih \frac{\partial}{\partial y} / 2\pi, \hat{p}_z = ih \frac{\partial}{\partial z} / 2\pi.$$

5.3. Квантові структури

Накопичено великий досвід у розробці приладів, дія яких заснована на квантово-механічних принципах. Укладаючи атоми з точністю до одного-двох прошарків, можна створювати штучні кристали, молекули і атоми із заданими властивостями. Такі напівпровідникові структури мають розміри порядку декількох нанометрів. Можна виділити кілька основних типів наноструктур: квантові ями, нитки, точки, надрешітки.

Поведінку рухливих носіїв заряду (електронів і дірок) в нанорозмірних структурах визначають три групи фундаментальних явищ: квантове обмеження, балістичний транспорт і квантова інтерференція, а також тунелювання. Усі ці ефекти за своїм походженням є типowo квантово-механічними явищами.

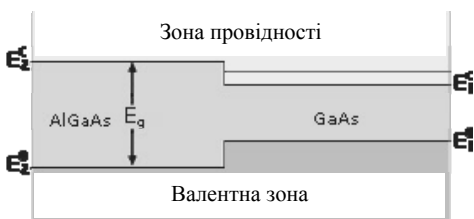


Рис. 5.3 – Енергетичні зони в гетероструктурі

них зон. На рис. 5.3 показано таку межу вузькозонного та широкозонного напівпровідників. Для електронів, що рухаються у вузькозонному напівпровіднику і мають енергію менше E_{C2} , межа буде відігравати роль потенційного бар'єру. Два гетеропереходи обмежують рух електрона з двох сторін і ніби утворюють потенційну яму. Таким способом і створюють квантові ями, поміщаючи тонкий шар напівпровідника з вузькою забороненою зоною між двома шарами матеріалу з більш широкою забороненою зоною. У результаті електрон виявляється замкненим в одному напрямку, що і призводить до квантування енергії поперечного руху. У той самий час у двох інших напрямках рух електронів буде вільним, тому можна казати, що електронний газ в квантовій ямі стає двовимірним. Таким самим чином можна виготовити і структуру, що містить квантовий бар'єр, для чого слід помістити тонкий шар напівпровідника з широкою забороненою зоною між двома напівпровідниками з вузькою забороненою зоною.

Квантові нитки. Подальший розвиток технології наноструктур призвів до появи квантових ниток. У такій структурі обмежено рух електрона у двох напрямках (y і z). У напрямку (x), що залишився, електрони можуть рухатися вільно. Розроблено кілька способів отримання квантових ниток. Більшість способів виготовлення квантових ниток ґрунтується на тому, що в системі з двовимірним електронним газом (як правило, на основі гетероструктур) тим чи іншим способом обмежується рух електронів ще в одному з напрямків. Для цього існує декілька способів.

Найбільш перспективним методом є безпосереднє "вирізування" вузької смужки за допомогою літографічної техніки (рис. 5.4, а).

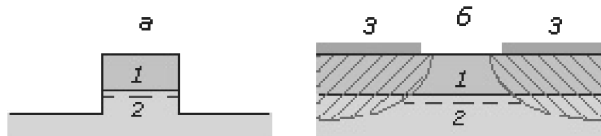


Рис. 5.4 – Напівпровідникові гетероструктури з квантовими нитками:

- а – отримані за рахунок витравлювання вузької смужки з самої структури;
- б – щілини у затворі Шотткі

На малюнку зображено: 1 – напівпровідник з широкою забороненою зоною, 2 – напівпровідник із вузькою забороненою зоною, 3 – металевий затвор; вузький електронний канал, що утворюється поблизу гетеромежі, показаний

штриховий лінією; заштриховані області збіднення електронами. При цьому для отримання електронних ниток шириною у сотні ангстрем, де квантування енергій електронів буде помітним, необов'язково робити смужки саме такої ширини, що вимагає літографічна техніка надвисокої роздільної здатності. Справа у тому, що на бічних гранях витравленої смужки, як і на вільній поверхні напівпровідника, утворюються поверхневі стани, що створюють, зазвичай, шар збіднення. Цей шар викликає додаткове звуження провідного каналу, в результаті чого квантові ефекти можна спостерігати і у смужках більшої ширини – порядку десятої частки мікрона. Інший спосіб отримання квантових ниток полягає у наступному. Поверхню напівпровідникової структури покривають металевим електродом, що створює з напівпровідником контакт Шотткі, і має вузьку щілину (рис. 5.4, б). Якщо гетерогема знаходиться досить близько від поверхні, у шарі збіднення, то двовимірні електрони на межі будуть відсутні всюди, крім вузької області під щілиною. Такий тип одновимірної структури має додаткову перевагу: змінюючи напругу на затворі, ми можемо керувати ефективною шириною квантової нитки і концентрацією носіїв в ній.

Квантові точки. У такій структурі обмежено рух електрона в усіх трьох напрямках (x , y і z). На рис. 5.5 показано квантові точки, створені на межі розділу арсеніду галію і арсеніду алюмінію-галію. У процесі зростання у напівпровідник AlGaAs було введено додаткові домішкові атоми.

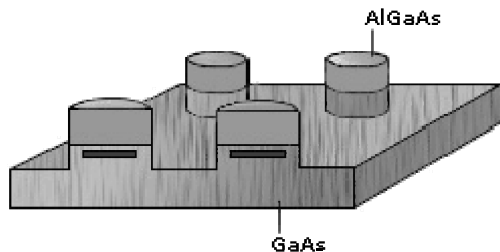


Рис. 5.5 – Квантові точки, сформовані у двовимірному електронному газі на межі двох напівпровідників

Електрони з цих атомів йдуть до напівпровідника GaAs, тобто до області з меншою енергією. Але вони не можуть піти дуже далеко, так як притягаються до покинутих ними атомів домішки, що отримали позитивний заряд. Практично всі електрони зосереджуються біля самої гетерогеми з боку GaAs і утворюють двовимірний газ. Процес формування квантових точок починається із нанесення на поверхню AlGaAs низки масок, кожна з яких має форму кола. Після цього проводиться глибоке травлення, при якому видаляється весь шар AlGaAs і частково шар GaAs. У результаті електрони виявляються замкненими в циліндрах, що утворилися. Діаметри циліндрів мають порядок 500 нм. У квантовій точці рух обмежено у трьох напрямках і енергетичний спектр повністю дискретний, як в атомі. Тому квантові точки називають ще штучними атомами, хоча кожна така точка складається з тисяч або навіть сотень тисяч справжніх атомів. Розміри квантових точок порядку декількох нанометрів. Подібно справжньому атому,

квантова точка може містити один або кілька вільних електронів. Якщо один електрон, то це ніби штучний атом водню, якщо два – атом гелію і т.д.

Надрешітки. Надрешіткою називається періодична структура, яка складається з тонких прошарків напівпровідників, що чергуються в одному напрямку. Період надрешітки зазвичай набагато перевищує сталу кристалічної решітки, але менший довжини вільного пробігу електронів. Така структура має, крім періодичного потенціалу кристалічної решітки, додатковий потенціал, зумовленим шарами напівпровідників, що чергуються, який називають *потенціалом надрешітки*. Наявність потенціалу надрешітки суттєво змінює зонну енергетичну структуру вихідних напівпровідників. Надрешітки мають багато унікальних властивостей. У надрешітках може бути майже пригнічена електронно-діркова рекомбінація, тому протягом тривалих проміжків часу можливе значне відхилення від теплової рівноваги. Концентрація електронів і дірок у надрешітках не є фіксованим параметром, визначеним легуванням, а являє собою легко перестроювану величину. Наявність потенціалу надрешітки суттєво впливає на енергетичний спектр, завдяки чому надрешітки мають низку властивостей, які відсутні у звичайних напівпровідниках. Параметри потенціалів надрешітки легко змінювати у широких межах, що, у свою чергу, призводить до значної модифікації енергетичного спектру. Так, можна регулювати зонну структуру напівпровідникових надрешіток. Це дозволяє, зокрема, сильно змінювати їхні транспортні властивості, створюючи на основі надрешіток низькошумні лавинні детектори, фотопомножувачі, надшвидкі пристрої, фотодетектори та ін.

5.4 Прилади на інтерференційних ефектах

Інтерференційні транзистори

Електрони в деяких напівпровідниках здатні підтримувати фазову когерентність на довжині в кілька мікрон. Перенесення електронів через області менші, ніж довжина фазової когерентності, контролюється випробовуваною ними інтерференцією. Якщо керувати інтерференцією за допомогою деякого зовнішнього механізму, наприклад, через керуючий електрод – затвор, отримуємо квантовий інтерференційний транзистор. Запропоновано два принципових типи конструкцій квантових інтерференційних транзисторів. Один з них є розвитком ідеї електронного узгоджувального хвилеводу, в іншому ж використовується принцип кільцевого інтерферометра.

Квантові інтерференційні транзистори, що засновані на електронному узгоджувальному хвилеводі, являють собою трививідні пристрої, у яких ефективна довжина хвилеводу може змінюватись за допомогою зовнішнього затвора. Струм може протікати від витоку до стоку або безпосередньо (короткими траєкторіями), або за більш довгим шляхом через хвилевід. Різниця ходу (відстань) між двома шляхами проходження струму може регулюватися за допомогою затвора. Електронні хвилі, якщо тільки вони не зазнають ніяких змінюючих їхню фазу зіткнень, досягаючи стоку за двома різними шляхами, будуть конструктивно інтерферувати (складатися) кожного разу, коли різниця ходу дорівнює цілому числу довжини хвилі Фермі. Конструктивна інтерференція локалізує еле-

ктрони на виході узгоджувального хвилеводу, і провідність між витоком і стоком збільшується.

Кільцевий інтерференційний транзистор являє собою кільцеву конструкцію, в якій одну половину кільця перетинає затвор, який має коротку область, що складає частину його повної довжини. Затвор може бути використаний для зміни електронної щільності, внаслідок чого отримується різна енергія Фермі і, отже, довжина хвилі Фермі для електронів під затвором. Це призведе до різниці ходу між електронними хвилями, які поширюються через різні гілки конструкції. Електрони з різних гілок конструкції залишають кільце в одній і тій самій точці, і, якщо різниця фаз дорівнює 2π , вони будуть аддитивно інтерферувати й провідність кільця буде максимальною.

Інтерес до квантового інтерференційного транзистора пов'язаний з тим, що він може бути швидкодіючим пристроєм, що здійснюється головним чином завдяки малим розмірам. Обмеженням ж для таких пристроїв є низькі робочі температури, що диктується необхідністю відсутності розсіювання носіїв заряду у робочій області пристрою, і вимога одномодовості провідного каналу. Це призводить до того, що робочі струми в інтерференційних транзисторах повинні бути дуже маленькими. Як наслідок, такі пристрої потребують додаткових підсилювачів і мають дуже низьку завадостійкість.

Польові транзистори на відбитих електронах

У гетероструктурах з модульованим легуванням GaAs / AlGaAs середня довжина вільного пробігу електронів у двовимірному електронному газі може перевищувати 10 мкм при низьких температурах. Це дозволяє створювати за існуючої мікроелектронної технології пристрої, в яких електрони поширюються балістично між стоком і витоком, крім випадкових зіткнень за межами розділу. Відповідний електричний струм може відбиватися, слідуючи траєкторіями окремих електронів, таким самим шляхом, як і світлові промені, тобто за законами геометричної оптики. Аналогія з геометричною оптикою використовується для того, щоб конструювати лінзи і призми з польовим ефектом, які можуть змінювати траєкторії балістичних електронів. Змінюючи відбиття меж розділу за допомогою зовнішнього зміщення, можна контролювати струм, який протікає між парою контактів, що дозволяє будувати польові транзистори на відбитих електронах. Лінзи та призми можуть бути зроблені з металевих затворів, які змінюють щільність основного двовимірного електронного газу, забезпечуючи відбиття на межі розділу між керованою і некерованою областями.

Польовий транзистор на заломлених електронах може працювати (перемикати), перебуваючи між багатоканальними виходами і навіть багатоканальними входами, так як зустрічні пучки балістичних електронів мають незначну взаємодію.

Ці прилади можуть бути скомпоновані так, щоб виконувати досить складні операції, такі як перемикання елементів при паралельній обробці сигналів. Обмеженням ж для таких пристроїв, як і раніше, залишається вимога низьких робочих температур.

5.5. Прилади на основі тунельного ефекту

Тунелювання носіїв заряду

Термін тунелювання означає перенесення частинки через область, обмежену потенційним бар'єром, висота якого більша повної енергії даної частинки (або проникнення в цю область). Такий ефект неможливий з точки зору класичної механіки, однак має місце для квантових частинок, яким, як відомо, притаманний корпускулярно-хвильовий дуалізм. Хвильові властивості квантових частинок призводять і до іншого, аномального з точки зору класичної механіки, ефекту – надбар'єрного відбиття.

Взаємодія квантових частинок з різними потенційними бар'єрами ілюструє рис. 5.6. Мовою квантової механіки рух частинки в одновимірному потенційному полі $U(x)$ описується рівнянням Шредінгера. З квантової теорії випливає, що навіть у разі, коли енергія падаючої на потенційний бар'єр частинки більша висоти цього бар'єру, коефіцієнт її відбиття може бути відмінний від нуля. Цим квантова частинка відрізняється від класичної, для якої ніякого відбиття у подібній ситуації бути не може. Існування хвилі, яка пройшла через бар'єр, що відповідає квантовій частинці з енергією, меншою висоти бар'єру, називають тунельним ефектом.

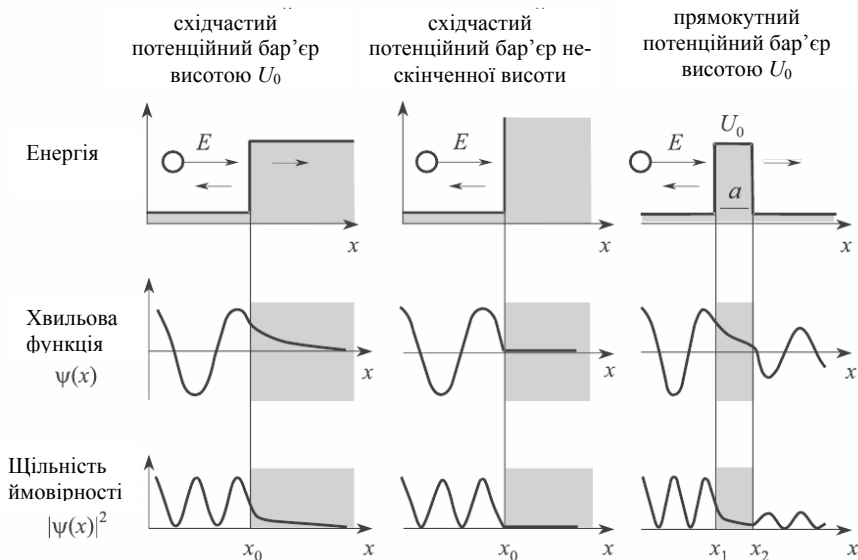


Рис. 5.6 – Взаємодія квантової частинки з повною енергією E зі східчастим бар'єром кінцевої висоти U_0 , з нескінченно високим потенційним бар'єром та з прямокутним бар'єром висотою U_0 й шириною a

Тунелювання електронів є досить загальним явищем для твердотільних структур. У низькорозмірних структурах це явище набуває специфічних особ-

ливостей, які відрізняють його від ефектів в об'ємних системах. Одна з таких особливостей пов'язана з дискретною природою заряду, що переноситься електронами, і виявляє себе в явищі, яке отримало назву «одноелектронне тунелювання». Інша особливість визначається дискретністю енергетичних станів носіїв заряду у напівпровідникових наноструктурах з квантовими колодязями, яка виникає через квантове обмеження. Тунельне перенесення носіїв заряду через потенційний бар'єр з певного рівня до емітуючої області на енергетично еквівалентний йому рівень у квантовому колодязі відбувається із збереженням енергії та імпульсу електрона. Такий збіг рівнів призводить до збільшення тунельного струму, відомому як ефект резонансного тунелювання. Більше того, у наноструктурах, що містять магнітні й немагнітні матеріали, певна спінова поляризація тунелюючих електронів призводить до додаткових ефектів. Всі ці явища знаходять широке застосування у наноелектронних приладах.

Одноелектронне тунелювання

Відомо, що електричний струм у провіднику зумовлений рухом електронів відносно нерухомих іонів решітки. Хоча кожен електрон несе дискретний одиничний заряд, загальний перенесений ними заряд змінюється не стрибкоподібно, як можна було б очікувати, а неперервно, оскільки цей заряд визначається сумою зміщень всіх електронів відносно іонів. Вільні електрони у провіднику можуть зміщуватися на які завгодно малі відстані. Тому сумарний перенесений ними заряд змінюється монотонно з дискретністю меншою, ніж одиничний заряд електрона.

У структурі, що складається з двох областей провідника, розділених тонким діелектриком, електричний заряд переноситься комбіновано – неперервно у провіднику і дискретно через діелектрик. Спочатку межа розділу між провідником і діелектриком електрично нейтральна. При прикладенні до зовнішніх контактів структури електричного потенціалу починається неперервна зміна заряду у провіднику. Вона супроводжується накопиченням заряду на межі з діелектриком. Цей заряд виникає внаслідок невеликих неперервних зміщень електронів у прикордонній області провідника відносно своїх рівноважних положень. Накопичення заряду продовжується до тих пір, поки його величина не виявиться достатньою для відриву й тунелювання через діелектрик одного електрона. Після акту тунелювання система повертається у початковий стан. При збереженні зовнішнього прикладання напруги все повторюється знову.

Електрон набуває можливості тунелювати через діелектрик, коли накопичений заряд стає більшим $+e/2$ (тунелювання у «прямому» напрямку) або меншим $-e/2$ (тунелювання у «зворотному» напрямку), оскільки тільки при цьому зменшується електростатична енергія системи. Усередині цього інтервалу тунелювання неможливе через кулонівську взаємодію електрона з іншими рухомими і нерухомими зарядами у провіднику. Дане явище називають кулонівською блокадою.

На основі одноелектронного тунелювання в умовах кулонівської блокади сформувався новий напрямок у наноелектроніці – одноелектроніка.

Прилади на одноелектронному тунелюванні

Електронні прилади, що використовують одноелектронне тунелювання, складаються з однієї або декількох квантових точок, з'єднаних тунельними переходами – як між собою, так і з електродами, що підводяться. Найпростіший одноелектронний прилад – одноелектронна комірка, якою є двобар'ерна структура. На її основі будуються більш складні одноелектронні прилади.

Одноелектронний транзистор

У 1986 році радянськими вченими К.К. Ліхаревим та Д.В. Аверінім був запропонований одноелектронний транзистор на ефекті кулонівської блокади. Даний ефект полягає у блокуванні проходження електронів через квантову точку (увімкнену між двома тунельними контактами), що зумовлений відштовхуванням електронів в контактах від електрона на квантовій точці, а також додатковим кулонівським потенційним бар'єром, який створює електрон, що закріпився на точці. Кулонівська блокада заважає вильоту електрона з точки, а також потраплянню нових електронів на неї. Для подолання кулонівської блокади необхідно знизити висоту потенційного бар'єру і підвищити енергію електронів.

Розглянемо більш докладно конструкцію і принцип роботи одноелектронного транзистора. Так само як і польовий напівпровідниковий транзистор, він має три електроди, звані виток, сток і затвором. В області між електродами (рис. 5.7) розташовується додатковий металевий або напівпровідниковий «наноострівець» – наночастинка або кластер нанометрових розмірів, ізольований від електродів діелектричними прошарками, через які і може за певних умов відбуватися рух електрона. Якщо прикласти напругу між витком і стоком транзистора, то струм протікати не буде, оскільки електрони у даний момент заблоковані на наночастинці. Для появи струму необхідно збільшити потенціал на керуючому електроді – затворі. Тільки коли потенціал на затворі стане більшим деякого порогового значення, блокада проривається, електрон отримує можливість пройти через бар'єр, і у колі витік-стік починає протікати струм. При цьому електричний струм у колі протікає порціями, що відповідає руху одиничних електронів. Таким чином, керуючи потенціалом на затворі, можна пропускати через бар'єри одиночні електрони. Кількість електронів у наночастинці має бути не більше 10 (а бажано і менше). Це може бути досягнуто у квантових структурах з розміром порядку 10 нм.

Перевагами одноелектронних транзисторів є малі розміри (аж до розмірів декількох атомів) і пов'язана з ними можливість високого ступеня інтеграції, а також надзвичайно низька споживана потужність.

Розроблено два методи реалізації логічних операцій у схемах на одноелектронних транзисторах. В одному з них один біт інформації подається одним електронем. Також одноелектронні прилади використовуються як прилади, що дозволяють здійснювати перенесення електронів один за іншим, тобто контролювати кожен біт інформації, представленої таким чином. У іншому методі один біт інформації представлений, як і в класичній мікроелектроніці, двома станами одноелектронного транзистора – увімкнений (струм тече через прилад)

і вимкнений (струм через прилад не протікає). З точки зору споживаної потужності перший метод є кращим. Однак у цьому випадку навіть один помилковий електрон, зумовлений шумами або тепловим збудженням, повністю видозмінює результати роботи. Тому з точки зору робочої стабільності другий метод переважніший.

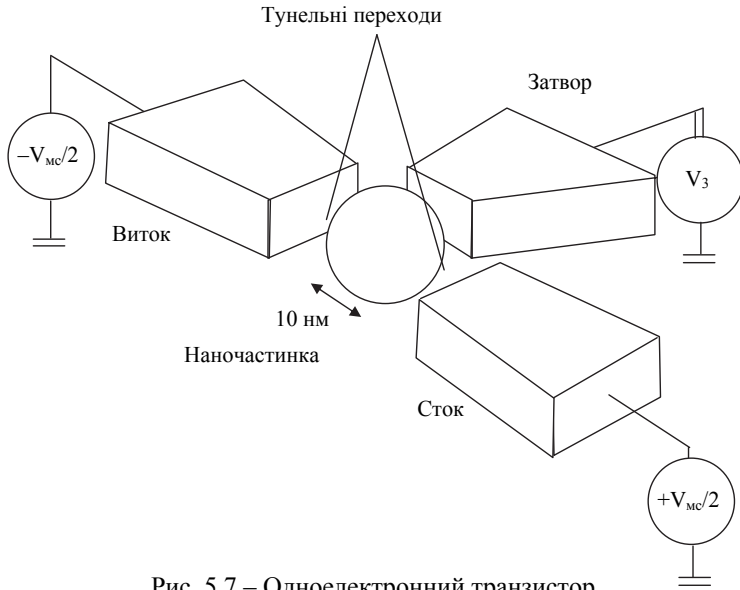


Рис. 5.7 – Одноелектронний транзистор

Одноелектронна пастка

Різні одноелектронні прилади можна отримати при збільшенні кількості тунельно-пов'язаних острівців. Один з них – одноелектронна пастка. Головна властивість даного приладу – це бі- або мультстабільна внутрішня зарядова пам'ять, тобто в межах певного діапазону напруги U , що прикладається до затвору, найближчий до затвору острівець може бути в одному, двох або більше стійких зарядових станах.

Генератори на одноелектронних транзисторах

Одноелектронні транзистори можна використовувати для генерації вузько-смугових сигналів з частотою, по суті, пропорційній постійному струму $f = I/e$.

Стандарти постійного струму

Одноелектронний прилад може бути використаний в якості стандарту постійного струму. Принцип його роботи заснований на стабілізації фази одноелектронних коливань за допомогою зовнішнього високочастотного джерела з характерною частотою f . Стабілізація фази забезпечує передачу визначеної кількості електронів n за період зовнішнього високочастотного сигналу i , таким

чином, генерацію постійного струму, який фундаментально пов'язаний з частотою через рівняння $I = nef$.

Логічні елементи

Є дві принципові можливості побудови логічних елементів на одноелектронних транзисторах. Це керовані напругою логічні елементи і керовані зарядом логічні елементи. У перших напруга, що подається на затвор, контролює струм у колі витік-стік одноелектронного транзистора, що й використовується для побудови логічних елементів, аналогічних за принципом дії тим, які створюються на основі традиційних польових транзисторів. У цьому випадку ігноруються специфічні властивості одноелектронного транзистора, а він лише використовується як електронний прилад з керованим високим або низьким рівнем вихідної напруги, що відповідає логічним «1» і «0».

У керованих зарядом логічних елементах один біт інформації представлений наявністю або відсутністю одного електрона у провідному острівці. У запропонованих логічних елементах один електрон можна пересувати через керовані сегменти типу зсувного регістру, а резистивно приєднані до них транзистори забезпечують розщеплення сигналу і виконання бінарних логічних операцій.

Проблеми та обмеження

Головні переваги одноелектронних приладів порівняно з відомими біполярними і польовими напівпровідниковими транзисторами пов'язані з набагато меншими розмірами і з розширеними функціональними можливостями. Проте слід мати на увазі й їхні недоліки. По-перше, працездатність одноелектронних транзисторів звичайно обмежена областю низьких температур. По-друге, одноелектронні транзистори мають високий вихідний імпеданс через високий опір тунельних переходів. По-третє, напруга витік – стік для одноелектронних транзисторів повинна бути меншою, ніж амплітуда (розмах) напруги затвора. По-четверте, певні труднощі у відтворюваності характеристик одноелектронних приладів виникають у зв'язку з появою неконтрольованого заряду поблизу острівця. Такий заряд виникає внаслідок захоплення хоча б одного домішкового атома діелектричним оточенням острівця. Заряд домішки поляризує острівець і змінює, таким чином, умови для кулонівської блокади в ньому.

Резонансне тунелювання

Тунелювання електронів у низькорозмірній структурі визначається не тільки характеристиками складових її потенційних бар'єрів, але і дозволеними енергетичними станами для електронів усередині самої структури. У низькорозмірній структурі, обмеженій двома потенційними бар'єрами, має місце різке зростання тунельного струму, що протікає через неї, при збігу рівня Фермі в інжектуючому електроді і дискретного рівня у низьковимірній структурі. Це явище отримало назву резонансного тунелювання. Воно призводить до появи на вольтамперній характеристиці ділянки з негативним диференціальним опором, що надвичайно привабливо для створення твердотільних надвисокочастото-

тних генераторів. Типовими структурами для спостереження цього ефекту є квантові колодязі. Квантове обмеження призводить до квантування енергетичних рівнів у колодязі. У двовимірній структурі – квантовій плівці товщиною a – утворюється підзона з енергією, що відповідає $E_1 = \hbar^2 \pi^2 / (2m^* a^2)$. Передбачається, що за відсутності зовнішньої напруги вона розташовується вище рівня Фермі у відокремлених бар'єрами електродах. Електрод, з якого здійснюється інжекція електронів, називають емітером, а збираючий електрод – колектором. При прикладенні до структури невеликого зовнішньої напруги основне падіння напруги припадає на області бар'єрів, так як їх електричний опір багато більший опору колодязя. У них відбувається найбільше викривлення енергетичних рівнів, однак електричний струм через структуру незначний. Зі збільшенням прикладеної напруги рівень E_1 у колодязі знижується, забезпечуючи появу тунельного струму через емітерний бар'єр. Тунелювання електронів з колодязя до колектора не викликає обмежень, так як йде з високого енергетичного рівня на більш низький. Величина тунельного струму стає максимальною при збігу рівня Фермі в емітері та енергетичного рівня E_1 у колодязі. При цьому електрони тунелюють до колодязя, зберігаючи свою енергію й імпульс. Завдяки цьому вони там не затримуються й швидко йдуть до колектора. Відбувається резонансне проходження електронів через колодязь.

Приклади на резонансному тунелюванні

Явище резонансного тунелювання дозволяє створювати діоди і транзистори, які працюють з часами перемикання, що складають одиниці і десятки частки ns , тобто в діапазоні частот аж до декількох ТГц (10^{12} Гц).

Діоди на резонансному тунелюванні

У загальному випадку резонансно-тунельний діод являє собою періодичну структуру, яка складається з послідовно розташованих квантових колодязів, розділених потенційними бар'єрами, з електричними контактами до двох крайніх протилежних областей. Розглянемо роботу резонансно-тунельного діода. Струм, що протікає через нього, залежить від величини прикладеної напруги. Якщо прикладена напруга мала, і енергія електронів, що проходять через потенційний бар'єр, менша енергії дискретного рівня, то прозорість бар'єру i , отже, протікаючий струм будуть малі. Струм досягає максимального значення при таких напругах, коли енергія електронів дорівнює енергії дискретного рівня. При більш високих напругах енергія електронів стане більшою енергії дискретного рівня, і прозорість бар'єру для електронів зменшиться. При цьому струм також зменшиться. Вольт-амперну характеристику резонансного тунельного діода показано на рис. 5.8, *в*. Видно, що на вольт-амперній характеристиці є максимум і ділянка з негативним диференціальним опором (рис. 5.8, *в* – область зменшення струму при збільшенні напруги), що надзвичайно привабливо для створення багаторівневих логічних елементів, елементів пам'яті і твердотільних надвисокочастотних генераторів.

З точки зору практичного використання найбільш привабливими характеристиками резонансно-тунельних діодів є їх надзвичайно високі швидкості перемикання.

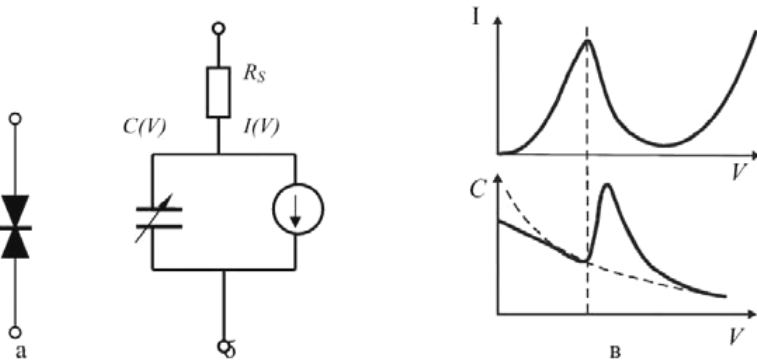


Рис. 5.8 – Умовне позначення резонансно-тунельного діода (а), його еквівалентна схема (б), вольт-амперна й вольт-фарадна характеристики (в)

Транзистори на резонансному тунелюванні

Додавання керуючого електрода до резонансно-тунельного діоду перетворює його на резонансно-тунельний транзистор і розширює можливості його застосування. Можна також об'єднати резонансно-тунельний діод із звичайним транзистором, щоб зробити комбінований прилад. Цей варіант використаний для створення резонансно-тунельного біполярного транзистора і резонансно-тунельного транзистора на гарячих електронах. Резонансно-тунельний біполярний транзистор являє собою біполярний транзистор з резонансно-тунельною структурою, вбудованою в області переходу емітер-база або в базі.

Схожий на нього і резонансно-тунельний транзистор на гарячих електронах, у якого резонансно-тунельна структура вбудовується в емітер.

Крім перелічених приладів є й транзисторні структури, які являють собою керовані затвором резонансно-тунельні діоди. Затвори в них створюють у вигляді бар'єрів Шоттки або *p-n*-переходів навколо емітера для зовнішнього управління умовами резонансу струму в діоді.

Логічні елементи на резонансно-тунельних приладах

Резонансно-тунельні діоди і транзистори застосовуються як в аналогових, так і у цифрових інтегральних мікросхемах як елементи, що мають вольт-амперну характеристику з ділянкою негативного диференціального опору.

На закінчення слід зазначити, що найбільш важливими особливостями розглянутих наноелектронних приладів на тунельних ефектах є їхні розширені, порівняно з традиційними пристроями, функціональні можливості, пов'язані з унікальністю вольт-амперних характеристик, і висока швидкодія. Завдяки їм ці прилади відіграють важливу роль у розробці надшвидкодійних інтегральних мікросхем зі надвисоким ступенем інтеграції.

5.6. Прилади на основі спінових ефектів

Спінові ефекти

Спінові ефекти виникають, коли в матеріалі з'являється спіновий дисбаланс заселеності рівня Фермі. Такий дисбаланс зазвичай присутній у феромагнітних матеріалах, у яких щільності вакантних станів для електронів з різними спінами практично ідентичні, проте ці стани суттєво розрізняються за енергією, як схематично показано на рис. 5.9 (тут і надалі під різними спінами електрона розуміються різні проекції його спіна на вісь квантування).

Енергетичне зміщення призводить до заповнення дозволених зон електронами з одним певним спіном і до появи у матеріалі власного магнітного моменту (намагніченості). Заселеність енергетичних зон електронами з різним спіном визначає як спінову поляризацію інжектованих з такого матеріалу електронів, так і особливості транспортування носіїв заряду через нього.

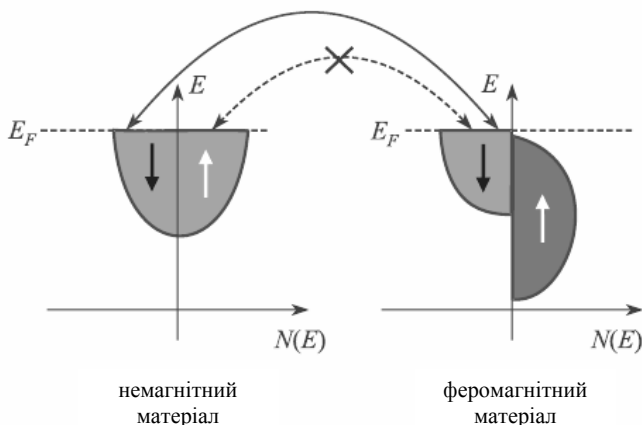


Рис. 5.9 – Щільності станів електронів з різними спінами у немагнітному й феромагнітному матеріалі та обмін електронами між ними

Два основних ефекти, а саме – гігантський магнітоопір і тунельний магнітоопір – є наслідком особливостей транспортування носіїв заряду, контрольованого спіном електронів у нанорозмірних структурах.

Ці ефекти лежать в основі нового напрямку в науці й техніці, який отримав назву спінтроніка. Метою спінтроніки є створення елементів електронної обробки інформації з використанням якості носіїв інформації, як заряду електрона, так і його спіна. Можливість контролювати і управляти спіновими станами у твердих тілах представляє також значний інтерес для практичної реалізації ідей квантових обчислень, які обіцяють революційний прогрес у розвитку інформаційних систем. Інтерес до спінтронних електронних приладів викликаний тим, що, по-перше, вони, як очікується, повинні мати кращі властивості порівняно з їхніми звичайними напівпровідниковими аналогами. По-друге, вони, як

вважають, забезпечать базу для реалізації квантових обчислень і заснованих на них квантових комп'ютерів.

Гігантський магнітоопір

Багатошарові тонкоплівкові структури, складені з низки шарів немагнітного матеріалу між протилежно намагніченими феромагнітними матеріалами, демонструють значну зміну опору при поміщенні їх у магнітне поле. Це явище називають ефектом гігантського магнітоопору. Ефект спостерігається, коли електричний струм протікає як у площині цих шарів, так і перпендикулярно їм.

Для прикладу розглянемо тонкоплівкову структуру з плоскопаралельною геометрією протікаючих струмів для спостереження ефекту гігантського магнітоопору. Феромагнітні шари з протилежною намагніченістю можуть бути отримані осадженням в магнітних полях, які мають протилежну орієнтацію. У відсутність магнітного поля опір, вимірюваний струмом, що проходить у площині шарів, буде найбільшим, коли магнітні моменти в шарах, що чергуються, протилежно спрямовані. При цьому електрони зі спіном, що відповідає намагніченості одного шару, не можуть переміщуватися по матеріалу з протилежною намагніченістю, оскільки у ньому відсутні прийнятні для них енергетичні стани. Це призводить до відбиття електронів від межі таких шарів і змушує струм протікати всередині звужених каналів.

Зі збільшенням напруженості зовнішнього магнітного поля магнітоопір поступово зменшується. Це пов'язано з тим, що магнітне поле, яке має тенденцію вирівнювати моменти магнітних паралельних шарів, має подолати обмінний зв'язок, що має антипаралельне розташування моментів (для даної товщини немагнітного шару). Повне вистоювання магнітних моментів в одному напрямі досягається лише в області поля насичення, рівного за величиною полю обмінного зв'язку. Що буде відповідати мінімальному опору структури.

Спін-залежне тунелювання

Тунелювання між двома по-різному намагніченими феромагнітними шарами, розділеними тонким діелектриком, передбачає залежність тунельного струму від магнітного поля. Певна намагніченість феромагнітних шарів забезпечується їх осадженням у магнітному полі. Процес тунелювання, суворозалежний від спінової орієнтації носіїв заряду в електродах, управляється намагнічуванням феромагнітного матеріалу. Зазвичай структура має високий опір, коли два феромагнітні шари мають різні напрями намагніченості. Опір структури значно зменшується, коли намагніченості шарів стануть односпрямованими у зовнішньому магнітному полі, що зазвичай називають ефектом тунельного магнітоопору.

Маніпулювання спінами носіїв заряду в напівпровідниках

Одне з найскладніших завдань при розробці спінтронних приладів – це контроль спінової поляризації електронного струму. Щоб повністю контролювати ступінь свободи спіна у напівпровідниках, бажано конструювати інтегральні елементи або прилади, які можуть ефективно інjektувати і розпізнавати

електрони з певним спіном. Таким чином, практичне значення мають напівпровідникові структури з високим коефіцієнтом спін-інжекції, великим часом спін-релаксації у напівпровіднику, спін-орієнтацією, регульованою напругою затвора, і високою спін-чутливістю для детектування носіїв заряду з певним спіном. Крім того, спін-інжекція і детектування представляють можливий механізм запису і зчитування даних у напівпровідникових квантових точках, які є необхідною складовою частиною твердотільних квантових комп'ютерів.

Ефект Кондо

Згідно з класичним уявленням електричний опір металів зменшується з пониженням температури, тому що електрони все менше і менше розсіюються тепловими коливаннями кристалічної решітки. Між тим є три можливих сценарії поведінки опору в області низьких температур. Опір більшості чистих металів (наприклад, Cu, Au, Al) зменшується зі зменшенням температури до тих пір, поки не досягне деякої залишкової величини. Деякі метали (наприклад, Pb, Nb) при зниженні температури стають надпровідними, так як їх опір падає фактично до нуля при критичній температурі. Проте в металах, що містять невелику кількість магнітних домішок, таких, як Fe, Co, Ni, опір при дуже низьких температурах збільшується, що називається ефектом Кондо і пов'язано з ненульовим повним спіном всіх електронів у зразку.

Цей ефект спостерігається не тільки у металах з магнітними домішками, а й у квантових точках. Температуру, при якій опір починає знову збільшуватися, називають температурою Кондо.

Кондо-поведінка квантових точок

Квантова точка, що містить строго певне число електронів, може діяти як магнітна домішка. Повний спін дорівнює нулю або цілому числу для парного числа електронів і половині цілого числа для непарного числа електронів. Останній випадок – класичний приклад для спостереження ефекту Кондо. Всі електрони, крім одного, з найвищою енергією можуть ігноруватися, тобто це випадок, еквівалентний наявності одного єдиного носія спіна, $s = 1/2$. Квантову точку з затворами можна електрично перемикаати зі стану «кондо-система» у стан «некондо-система», оскільки кількість електронів в ній може бути змінена із непарного значення на парне, наприклад, за допомогою наступної структури. Квантова точка з'єднана з двома джерелами електронів тунельними каналами з пропускнуою здатністю, керованою зміщенням, яке додається до вхідного і вихідного затворів. Зв'язок точки зі стоком і виток електронів визначає розширення енергії ΔE стану у точці. Число електронів у точці та їхні рівні енергії регулюються напругою, що прикладається до центрального затвору.

Спінтронні прилади

Розроблені спінтронні прилади використовують ефект гігантського магнітоопору і спін-залежне тунелювання. Перемикання напряму намагніченості у них здійснюється за допомогою власного внутрішнього або зовнішнього магнітного поля.

Зчитуюча голівка на гігантському магнітоопорі

Цей прилад, званий також спін-вентильною головною відтворення, став першим спінтронним приладом, який стали виробляти у промислових масштабах. Розміри голівки, що зчитує магнітні біти, які записані на поверхні дисків або стрічок у вигляді по-різному орієнтованих магнітних областей (доменів), зведені до мінімуму і складають 10-100 нм. Там, де стикаються головні частини двох протилежно намагнічених доменів, некомпенсовані, позитивні полюси генерують магнітне поле. Це поле спрямоване за межі носія інформації перпендикулярно поверхні домену, яка є позитивною стінкою домену. У тому місці, де стикаються хвостові частини двох доменів, стінки містять некомпенсовані, негативні полюси. Останні утворюють сток для магнітних силових ліній потоку, що повертається до носія інформації, яким є негативна стінка домену. Голівка «чує» зміни напряму магнітного поля на стінках домену.

Енергонезалежна пам'ять на гігантському магнітоопорі

Елементи пам'яті, що використовують ефект гігантського магнітоопору, об'єднують у матриці, для того щоб отримати сукупність елементів, що функціонують як незалежна пам'ять. Елементи є, по суті, спін-вентильними структурами, які розташовані у певній послідовності і з'єднані провідними доріжками, що утворюють шини зчитування. Шина зчитування зберігає інформацію і має опір, який дорівнює сумі опорів її елементів. Струм протікає через шину зчитування, і підсилювачі у кінці ліній виявляють зміни загального опору. Магнітні поля, необхідні для маніпулювання намагніченістю елементів, забезпечуються додатковими, літографічно сформованими провідними доріжками, що проходять над і під елементами. Ці доріжки перетинають шину зчитування у вигляді двокоординатної (x, y) сітковою структури, у кожному перерізі якої знаходиться запам'ятовуючий елемент на гігантському магнітоопорі. Провідна доріжка, що проходить паралельно шині зчитування, діє як словникова шина при записі, а доріжка, що перетинає шину зчитування перпендикулярно їй, діє як записувальна бітова шина. Усі доріжки електрично ізольовані. Коли імпульси струму проходять через словникові і бітові шини, вони генерують магнітні поля, що керують опором елементів на гігантському магнітоопорі.

Енергонезалежна пам'ять на спін-залежному тунелюванні

Запам'ятовуючий пристрій з довільним порядком вибірки сформовано з двох ортогональних у площині масивів паралельних феромагнітних доріжок, розділених у просторі тонким ізолюючим шаром. Кожний переріз доріжок діє як магнітний тунельний перехід. Коли напрями намагніченості двох протилежних феромагнітних областей вирівнюються зовнішнім магнітним полем, тунельний опір буде нижчим, ніж у тому випадку, коли вони протилежно спрямовані. Для практичного застосування у пристроях пам'яті необхідна зміна опору принаймні на величину порядку 30%.

Спін-вентильний транзистор

Спін-вентильний транзистор – це трививідний прилад, аналогічний транзистору з металевою базою. Базова область транзистора містить металевий, багатшаровий спіновий вентиль між двома областями кремнію n -типу провідності, діючими як емітер і колектор. У такій структурі гарячий електрон проходить через спін-вентильну базу, щоб потрапити з емітера до колектора.

Транзистор працює таким чином. Між емітером і базою встановлюються такий струм (струм емітера), при якому електрони інжектуються до бази перпендикулярно прошарку спін-затвора. Так як інжектвані електрони повинні пройти через бар'єр Шоткі, вони входять в базу як нерівноважні, гарячі електрони. Як тільки гарячі електрони перетнуть базу, вони піддаються впливу непружного і пружного розсіювання, яке змінює і їхню енергію, і розподіл їхніх моментів.

Електрони тільки тоді здатні увійти до колектора, коли вони накопичили достатню енергію для подолання енергетичного бар'єру з боку колектора. Частина зібраних у колекторі електронів і, отже, струм колектора суттєво залежать від розсіювання у базі, яка є спін-залежною. Це регулюється перемиканням бази з узгодженого за намагніченістю низькоомного стану у антиузгоджувальний високоомний стан. Важлива перевага спін-вентильного транзистора – великий відносний магнітний ефект при кімнатній температурі при незначних магнітних полях. Незважаючи на низький коефіцієнт підсилення за струмом, це робить такий транзистор унікальним спінтронним приладом з великими перспективами для магнітної пам'яті і датчиків магнітного поля, де коефіцієнт підсилення потоку не критичний.

5.7. Фотоприймачі на квантових ямах

Процеси оптичної іонізації квантових ям можуть використовуватися для створення нових типів приймачів інфрачервоного випромінювання. Принцип приймача вельми простий: викид носіїв до зони провідності широкозонних напівпровідників (потенційного бар'єру) збільшує провідність у напрямі, перпендикулярно прошаркам гетероструктури. За своєю дією такий приймач нагадує домішковий фоторезистор, де в ролі центрів виступають квантові ями. Тому в якості часу життя нерівноважних носіїв виступає характерний час захоплення до квантової ями τ_q . У порівнянні зі звичайним часом життя, пов'язаним із захопленням на рекомбінаційні центри, τ_q має дві важливі відмінності. По-перше, τ_q значно (на декілька порядків) менше часу захоплення на центри. Причина в тому, що акт захоплення пов'язаний з необхідністю передачі решітці від носія досить великої енергії, що дорівнює енергії зв'язку центру або ж величині ΔE при захопленні до квантової ями. Найбільш ефективний механізм передачі енергії – це випускання оптичних фотонів з енергією $\hbar\omega_0/2\pi$. Проте енергія зв'язку центрів аж ніяк не збігається з $\hbar\omega_0/2\pi$, і тому такий процес неможливий. Електрон повинен віддавати енергію у ході значно більш повільного каскадного процесу випускання багатьох акустичних фононів. У разі квантової ями наявність безперервного спектру руху у площині ями суттєво змінює ситуацію. Стає мо-

жливим перехід на пов'язаний стан в ямі при випусканні оптичного фонуна з одночасною передачею надлишкової енергії, що залишилася, у рух в площині ями (рис. 5.10). Якщо вихідний електрон мав енергію, близьку до краю зони в широкозонному матеріалі, то з рисунка видно, що випусканий фотон повинен мати досить великий імпульс

$$q = [2m (\Delta E - E_1 - h\omega_0/2\pi)]^{1/2}$$

у площині квантової ями. Значно більша величина взаємодії електронів з оптичними фотонами, ніж з акустичними, визначає малість τ_q порівняно з часом захоплення з центру. По-друге, τ_q немонотонним, осцилюючим чином залежить від параметрів ями. Це пов'язано з властивостями хвильової функції електронів у делокалізованих станах над квантовою ямою ψ .

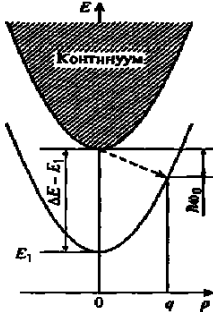


Рис. 5.10 – Процес захоплення нерівноважного електрона до квантової ями з випусканням оптичного фонуна

Якщо яма не є резонансною, то амплітуда цієї хвильової функції у безпосередній близькості ями при малій енергії електрона дуже мала. Власне, τ_q буде відносно великим. Для резонансних квантових ям імовірність захоплення зростає, тобто τ_q падає. Фотопровідність розглядаємої структури, так само як і звичайного фоторезистора, визначається виробленням трьох чинників: швидкості оптичної генерації, яка у свою чергу пропорційна коефіцієнту поглинання

α , часу життя у делокалізованому стані τ_q та ефективної рухливості в ньому μ_{ef} , яка повинна бути пропорційною квантово-механічному коефіцієнту проходження електрона над квантовою ямою. Перший і третій фактори максимальні для резонансних квантових ям, а τ_q , навпаки, мінімальний для них. Однак сукупна дія всіх факторів виявляється такою, що фотоприймачі на квантових ямах будуть мати кращі параметри у разі резонансних ям.

Приймачі на основі квантових ям можуть скласти конкуренцію фоточутливим структурам на основі твердих розчинів CdHgTe – важливішому типу приймачів для даного спектрального діапазону. Основною перевагою структур на квантових ямах є більша стабільність і менший розкид параметрів, що особливо важливо для матричних фоточутливих структур.

Шляхом порівняно невеликих змін складу широкозонних шарів і товщини ями можна змінювати положення максимуму і ширину смуги фоточутливості. Остання обставина пов'язана з тим, що у міру порушення точної умови резонансу спектр фотоіонізації квантової ями стає більш плавним і має менш різкий максимум. У зв'язку з тим, що оптична іонізація квантових ям може викликатися лише світлом, поляризованим за нормаллю до квантових прошарків, описані фотоприймачі повинні мати спеціальні пристосування, що поляризують падаюче світло належним чином.

Є два основних способи зробити це. Світло може направлятися у фоточутливу структуру під кутом через скошений торець підкладки (рис. 5.11, а). На рисунку позначено: 1 – підкладка, 2 – фоточутлива структура з квантовими ямами, 3 – дифракційна решітка.

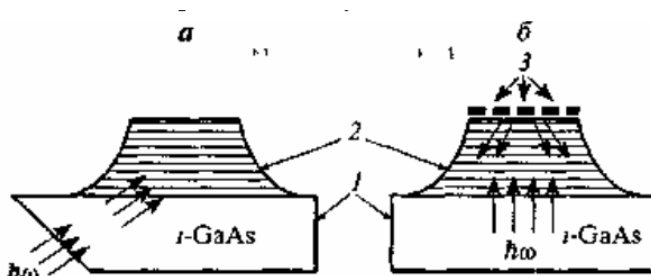


Рис. 5.11 – Способи введення випромінювання до фотоприймача з квантовими ямами: *a* – через скошений торець підкладки, *б* – за допомогою дифракційної решітки

В іншому варіанті світло проходить через підкладку по нормалі, а належну поляризацію набуває після дифракції на решітці, спеціально нанесеній на верхню поверхню структури (рис. 5.11, *б*). Можливе альтернативне рішення проблеми поляризації, що дозволяє уникнути описаних вище конструкційних ускладнень. Йдеться про вирощування квантових структур з напівпровідників з анізотропним енергетичним спектром. За наявності анізотропії електричне поле нормально падаючої світлової хвилі, що лежить у площині шарів, надає електронам імпульс під деяким кутом до цієї площини. З позицій квантової механіки це означає можливість переходу між різними квантово-розмірними рівнями або між рівнем та континуумом станів над квантовою ямою, що й потрібно для роботи приймача. На практиці для реалізації цієї ідеї найчастіше використовують гетероструктури на основі тієї ж, найбільш освоєної технологічно, системи GaAs-AlxGa1-xAs, але які мають не *n*-, а *p*-тип легування. При цьому складний характер енергетичного спектра валентної зони забезпечує фоточутливість при нормальному падінні світла.

5.8. Квантово-точкові клітинні автомати і бездротова електронна логіка

Потреби у розробці логічних пристроїв для нанокomp'ютерів з дуже високою щільністю логічних елементів та з максимально можливо низьким споживанням енергії на одне перемикання призвели до пропозицій використовувати в логічних елементах провідні острівці дуже малого розміру – квантові точки. У таких приладах для реалізації обчислень логічних булевих функцій використовують масиви пов'язаних взаємодіючих квантових точок. Ці нові прилади називають квантово-точковими клітинними автоматами. Основу приладу складає комірка, що складається з чотирьох або п'яти квантових точок. На рис. 5.10 представлено комірку з п'яти квантових точок: чотири точки розташовані в кутах квадрата, а одна – у його центрі. До комірки за допомогою зовнішньої напруги через додатковий електрод вводяться два надлишкових електрона, і комірка набуває електричного заряду. Квантові точки у комірці розташовуються таким чином, що можливе тунелювання лише через центральну точку. Через еле-

ктростатичне відштовхування між надлишковими електронами уся система буде мати мінімальну енергію лише у тому випадку, якщо електрони розташуються якомога далі один від одного, тобто у кутах квадрата, з'єднаних діагоналю. Оскільки таких можливих положень всього два, то система має всього два стійких стани (дві поляризації), і, отже, один з цих станів можна вважати логічною одиницею («1»), а другий – логічним нулем («0»). При переході системи з одного стійкого стану в інший змінюються поляризація системи, і розподіл електричних полів навколо комірки. За допомогою додаткових електродів, пов'язаних з коміркою ємнісним зв'язком, можна нав'язати комірці необхідний стан і перевести її до стану «1» або «0». Якщо поруч з першою коміркою розташувати другу (у якій також знаходяться два додаткових електрона), то електростатичне поле першої комірки змусить електрони розташовуватися так, щоб забезпечити мінімум електростатичної енергії всієї системи (рис. 5.12). Складаючи комбінації з розташованих різним чином комірок, можна реалізувати різноманітні логічні функції і виконати необхідні логічні перетворення й обчислення. На рис. 5.13 представлено приклад комбінації комірок, за якої стан на виході визначається більшістю станів на вході. Запропоновано різноманітні комбінації комірок для реалізації логічних операцій. На основі таких елементів можливе створення нанокomp'ютера. Важливо зазначити, що взаємне розташування комірок забезпечує передачу логічного сигналу без переміщення зарядів уздовж ланцюжка – у безструмовому режимі, тільки за рахунок передачі уздовж ланцюжка стану поляризації.

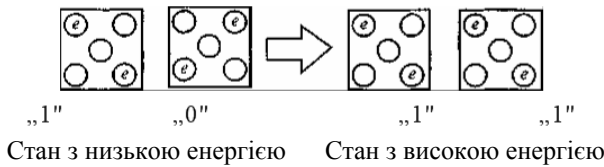


Рис. 5.12 – Різні конфігурації комірок квантово-точкових автоматів

Переваги логічних пристроїв на основі квантово-точкових клітинних автоматів полягають у тому, що порівняно з аналогічними пристроями на основі польових транзисторів потрібен значно менший обсяг активної області. Наприклад, повний суматор на основі клітинних автоматів з розміром точки 20 нм можна розташувати на площі близько 1 мкм², в той час як таку ж площу займає всього лише один польовий транзистор. Для побудови такого самого суматора на основі польових транзисторів необхідно приблизно 40 транзисторів.

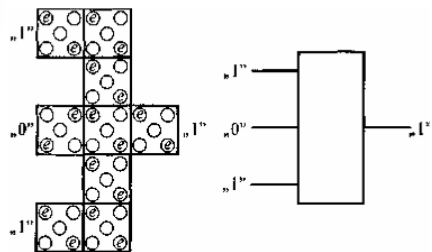


Рис. 5.13 – Комбінації комірок квантово-точкового автомата, за яких стан на виході визначається більшістю станів на вході

Якщо ще врахувати області комутації транзисторів між собою, а вони, як відомо, займають об'єм, порівнянний або навіть перевершуючий об'єм, зайнятий активними приладами, то переваги використання клітинних автоматів стають очевидними.

Принципова можливість функціонування логічних елементів на основі клітинних автоматів була продемонстрована при $T = 15$ мК на прикладі комірки, виготовленої за допомогою стандартної електронно-променевої літографії з алюмінієвих острівців на поверхні окисленої кремнієвої пластини. Площа приладу становила величину $\sim 50 \times 50$ нм².

Обчислювальний процес у приладах на основі клітинних автоматів здійснюється при переході всієї сукупності комірок до стану з мінімальною енергією – в основний стан. Оскільки складні обчислювальні пристрої повинні містити велику кількість комірок, то й стан з мінімальною енергією можна отримати різними способами. Це може призводити до помилок в обчисленнях. Крім того, такі системи чутливі до зовнішніх впливів і тому вимагають суворого контролю зовнішніх умов. При підвищенні температури обчислювальний процес може бути зруйнований. Для комірок, у яких розмір однієї квантової точки – 20 нм, зміна енергії при перезарядці точки становить величину ~ 1 меВ (приблизно $1/20 kT$ за кімнатної температури). Так само як і для одноелектронного транзистора, робочу температуру треба підвищувати за рахунок зменшення розмірів комірки (і відповідно кожної квантової точки). Існує ще одна проблема, яка повинна бути вирішена для успішної роботи приладів на основі клітинних автоматів. Вона полягає у тому, що оскільки електростатичне поле комірки впливає на сусідні комірки як у напрямі виходу пристрою, так і у напрямі входу, то через випадкові впливи можливе поширення сигналу не тільки від входу до виходу, але й навпаки. Для усунення цього недоліку запропоновано пристрої на основі квантових точок, у яких напрямом передачі сигналу визначається зовнішнім електричним полем.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ

1. У чому полягає відмінність наноелектроніки від мікроелектроніки?
2. Наведіть визначення наноматеріалу і нанотехнології.
3. На які категорії можна розділити наноматеріали?
4. Назвіть основні фізичні причини зміни властивостей наноматеріалів.
5. Що являє собою нанотрубка?
6. Що являє собою фулерен?
7. Якою функцією описується поведінка мікрооб'єктів?
8. Від яких аргументів залежить хвильова функція?
9. У чому полягає принцип дуалізму?
10. У чому полягає принцип квантування?
11. У чому полягає принцип невизначеності Гейзенберга?
12. У чому полягає принцип заборони Паулі?
13. Яким рівнянням описується рух частинок у потенційному полі?

14. Що являє собою квантова яма, квантова нитка, квантова точка?
15. Розкажіть будову та принцип дії інтерференційного транзистору.
16. Розкажіть будову та принцип дії одноелектронного транзистору.
17. Реалізація логічних операцій у схемах на одноелектронних транзисторах.
18. Назвіть недоліки одноелектронних приладів.
19. Розкажіть принцип дії резонансно-тунельного діода.
20. Розкажіть принцип дії спін-вентильного транзистора.
21. Розкажіть принцип дії фотоприймача на квантових ямах.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Алексенко А.Г., Коломбет Е.А., Стародуб Г.И. Применение прецизионных аналоговых ИС. – М.: Радио и связь, 1981. – 224 с., ил.
2. Бондарь Б.Г. Основы микроэлектроники. – Киев: Вища школа, 1987. – 309 с.
3. Булычев А.Л., Галкин В.И., Прохоренко В.А. Аналоговые интегральные схемы. Справочник. 2-е изд. – Минск: Беларусь, 1994. – 381 с.
4. Воробйова О.М., Иванченко В.Д. Основы схемотехніки: Підручник. – Одеса: Фенікс, 2009. – 388 с.
5. Драгунов В.П., Неизвестный И.Г., Гридчин В.А. Основы наноэлектроники. – Новосибирск: НГТУ, 2000. – 340 с.
6. Достал И. Операционные усилители: Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – 512 с., ил.
7. Игнатов, А.Н. Оптоэлектронные приборы и устройства: Учебное пособие. – М.: Эко-Трендз, 2006. – 272 с.
8. Кофлин Р., Дрискол Ф. Операционные усилители и линейные интегральные схемы: Пер. с англ. – М.: Мир, 1979. – 360 с., ил.
9. Малахов В.П. Схемотехника аналоговых устройств: Учебник. – Одесса: АстроПринт, 2000. – 212 с.
10. Носов, Ю.Р. Оптроны и их применение. – М.: Радио и связь, 1981. – 281 с.
11. Носов, Ю.Р. Оптоэлектроника. – М.: Советское радио, 1989. – 360 с.
12. Остапенко Г.С. Усилительные устройства: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1989. – 400 с.
13. Пресс Ф.П. Приборы с зарядовой связью. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
14. Розеншер, Э. Оптоэлектроника. – М.: Техносфера, 2004. – 590 с.
15. Савицкая М.П., Ботнарь Л.Б. Аналоговые электронные устройства: Учебное пособие. Модуль 1, 2. – Одесса: ОНАС им. А.С. Попова, 2008. – 108 с.
16. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники: Учебное пособие для вузов. – М.: Сов. радио, 1980. – 424 с.
17. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 583 с., ил.
18. Ткалич В.Л., Макеева А.В., Оборина Е.Е. Физические основы наноэлектроники. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2011. – 83 с.
19. Тугов, Н.М., Глебов Б.А., Чарыков Н.А. Полупроводниковые приборы: Учебник для вузов. Под ред. В.А. Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 576 с.
20. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 572 с., ил.
21. Чаплыгин Ю.А. Нанотехнологии в электронике. – М.: Техносфера, 2005. – 448 с.
22. Шарупич, Л.С. Оптоэлектроника. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 256 с.

ЗМІСТ

Передмова	3
Вступ	4
Глава 1. Інтегральні мікросхеми	8
1.1. Загальні відомості	8
1.2. Аналогові інтегральні мікросхеми	9
1.3. Операційні підсилювачі	12
1.4. Зворотній зв'язок	15
1.5. Характеристики операційного підсилювача	21
1.6. Диференційні підсилювачі	25
1.6.1. Диференційний підсилювач с резистивним навантаженням	25
1.6.2. Диференційний підсилювач з динамічним навантаженням	29
1.7. Кола живлення аналогових інтегральних мікросхем	31
1.8. Схемотехніка операційних підсилювачів	35
1.9. Функціональні пристрої на операційних підсилювачах	40
1.9.1. Інвертуючий підсилювач	41
1.9.2. Неінвертуючий підсилювач. Повторювач напруги	42
1.9.3. Вимірювальний підсилювач. Підсилювач потужності	44
1.9.4. Інвертуючий суматор. Змішувач сигналів. Неінвертуючий суматор	46
1.9.5. Інтегратор	48
1.9.6. Диференціатор	51
1.9.7. Логарифмічні схеми	53
1.10. Компаратори	57
1.11. Аналогові перемножувачі	60
1.12. Електронні генератори	63
1.12.1. Основні поняття	63
1.12.2. Генератори гармонічних коливань	64
1.12.3. Генератори несинусоїдних коливань	70
1.13. Компенсація помилок операційного підсилювача	72
Глава 2. Цифрові інтегральні схеми	74
2.1. Основні поняття	74
2.2. Основи алгебри логіки	75
2.3. Класифікація цифрових схем	80
2.4. Логічні елементи	84
2.4.1. Транзисторно-транзисторні логічні елементи	84
2.4.2. Транзисторно-транзисторні логічні елементи на транзисторах Шоттки	87
2.4.3. Елементи емітерно-зв'язаної логіки	89
2.4.4. Елементи інтегрально-інжекційної логіки	91
2.4.5. Логічні елементи МОП-логіки	92
2.4.6. Логічні елементи КМОП-логіки	94
2.4.7. Логічні елементи з трьома станами виходу	96
2.4.8. Порівняльна оцінка різних схем логічних елементів	98

2.4.9. Узгодження логічних елементів різних типів.....	98
2.5. Правила застосування цифрових мікросхем	100
Глава 3. Оптоелектронні прилади	104
3.1. Визначення та класифікація.....	104
3.2. Структурна схема оптрона.....	106
3.3. Основні електричні параметри й характеристики	108
3.4. Резисторні оптопары	111
3.5. Діодні оптопары.....	112
3.6. Транзисторні оптопары	114
3.7. Тиристорні оптопары	117
3.8. Електрична модель оптрона.....	118
3.9. Застосування оптронів.....	119
3.9.1. Застосування оптронів как аналогів електрорадіокомпонентів... 121	
3.9.2. Узгодження оптрона з джерелом сигналу й навантаженням	121
3.9.3. Застосування оптронів для виконання логічних функцій	124
3.9.4. Застосування оптронів в аналогових ключах й регуляторах.....	125
3.9.5. Застосування оптронів в електронних підсилювачах	127
3.9.6. Застосування оптронів у генераторах сигналів	128
Глава 4. Прилади із зарядовим зв'язком.....	131
4.1. Налаштування й принцип дії	131
4.2. Різновиди приладів із зарядовим зв'язком	135
4.2.1. Прилади із зарядовим зв'язком з електричним введенням інформації	135
4.2.2. Прилади із зарядовим зв'язком з оптичним введенням інформації.....	136
4.3. Характеристики й параметри фоточутливих приладів із зарядовим зв'язком.....	143
4.4. Застосування фоточутливих приладів із зарядовим зв'язком.....	150
Глава 5. Електронні наноеlementи.....	154
5.1. Технологічні основи наноелектроніки.....	154
5.2. Фізичні основи наноелектроніки	159
5.3. Квантові структури	162
5.4. Прилади на інтерференційних ефектах	165
5.5. Прилади на основі тунельного ефекта	167
5.6. Прилади на основі спінових ефектів.....	174
5.7. Фотоприймачі на квантових ямах	178
5.8. Квантово-точкові клітинні автомати й безпроводова електронна логіка	180
Список літератури	184

Навчальне видання

*Панфілов Іван Павлович
Савицька Маргарита Павлівна
Флейта Юрій Вікторович*

**КОМПОНЕНТНА БАЗА
РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ**

Навчальний посібник

Модуль 2

Редактор Кодрул Л.А.
Верстка Гардиман Ж.А.