

В. І. СЕНЬКО, М. В. ПАНАСЕНКО,
Є. В. СЕНЬКО, М. М. ЮРЧЕНКО,
Л. І. СЕНЬКО, В. В. ЯСИНСЬКИЙ

ЕЛЕКТРОНІКА І МІКРОСХЕМОТЕХНІКА



1
ТОМ

В. І. Сенько, М. В. Панасенко, Є. В. Сенько,
М. М. Юрченко, Л. І. Сенько, В. В. Ясинський

ЕЛЕКТРОНІКА І МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

У 4-х томах

Том 1

ЕЛЕМЕНТНА БАЗА ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

Під редакцією
доктора технічних наук, професора
В. І. Сенька

*Допущено Міністерством освіти України
як підручник для студентів вищих закладів
освіти, що навчаються за напрямками
«Електромеханіка» та «Електротехніка»*

Київ
Видавництво  «Обереги»
2000

ББК 32.85я73+
32.844.1я73
Е50

УДК 621.38 (075.8)

Рецензенти:

д-р техн. наук, проф. Є. І. Сокіл
(Харківський державний політехнічний університет);
д-р техн. наук, проф. О. І. Денисов
(Чернігівський державний технологічний університет)

Е 2302030000—091 Без оголош.
2000

ISBN 966-513-175-3

© Сенько В. І., Панасенко М. В.,
Сенько Є. В., Юрченко М. М., Сенько Л. І.,
Ясинський В. В., 2000
© ТОВ «Видавництво «Обереги», 2000

ПЕРЕДМОВА

Цей підручник написаний у відповідності з програмою курсів «Електроніка і мікросхемотехніка» і «Промислова електроніка» для студентів, які навчаються за напрямками 0922 — «Електромеханіка» та 0906 — «Електротехніка».

Підручник складається з чотирьох томів: перший том знайомить студентів з елементною базою електронних пристроїв та розрахунком електричних кіл з нелінійними елементами; у другому томі розглядаються питання побудови аналогових та імпульсних електронних пристроїв; третій том містить аналіз роботи пристроїв цифрової електроніки; у четвертому томі розглянуті пристрої силової електроніки.

В результаті вивчення даного курсу студенти засвоять принципи функціонування, вибору та практичної реалізації електронних пристроїв різного призначення, а також методи їх аналізу та розрахунку за заданими статичними та динамічними параметрами.

Більшість підручників та навчальних посібників, що вже випущені по аналоговій та цифровій електроніці, або присвячені тільки окремим розділам цієї дисципліни, або розраховані на велику кількість аудиторних занять, або недостатньо відображають сучасні тенденції в розвитку електроніки.

В даному підручнику викладені в стислому вигляді та доступній формі всі розділи програми курсу.

Матеріал підручника скомпонований таким чином, що кожний наступний розділ є логічним продовженням попереднього. У вирішенні цієї задачі автори спирались на багаторічний досвід методичної та викладацької роботи, накопичений ними при читанні курсів «Електронні, мікропроцесорні та перетворювальні пристрої», «Електроніка і мікросхемотехніка», «Промислова електроніка», «Перетворювальна техніка» студентам, які навчаються за спеціальностями: 7.092203 — Електромеханічні системи автоматизації та електропривод; 7.090603 — Електротехнічні системи електроспоживання; 7.092206 — Електричні машини та апарати; 7.090601 — Електричні станції; 7.090602 — Електричні системи і мережі; 7.090604 — Техніка і електрофізика високих

напруг; 7.090615 — Системи управління виробництвом та розподілом електроенергії.

Засвоєння матеріалу, викладеного в підручнику, допоможе студентам правильно проектувати електронні пристрої, вибирати необхідні схемотехнічні варіанти їх виконання та модернізувати зазначені пристрої.

Особлива увага звернена на вміння застосовувати теоретичні знання на практиці. З цією метою теоретичний матеріал супроводжується практичними прикладами. В кінці кожного розділу наведені контрольні запитання.

Автори вдячні завідувачам кафедр промислової електроніки Харківського Державного політехнічного університету доктору технічних наук, професору Соколу Євгену Івановичу та Чернігівського державного технологічного університету доктору технічних наук, професору Денисову Олександрові Івановичу за уважне рецензування рукопису та рекомендації щодо поліпшення окремих його розділів, які були ураховані при доопрацюванні рукопису.

ВСТУП

Електроніка — це область сучасної фізики і електротехніки, яка займається вивченням та використанням явищ та приладів, заснованих на проходженні електричного струму у вакуумі, газі і твердому тілі, дослідженням і розробкою електронних засобів та принципів їх використання. Відповідно і прилади, які використовують зазначені вище явища, отримали назву електронні (вакуумні), іонні (газорозрядні) і напівпровідникові. Головне місце серед них зараз займають напівпровідникові прилади. Загальною властивістю всіх зазначених приладів є те, що вони суттєво нелінійні елементи, а нелінійність їх вольт-амперних характеристик (ВАХ) визначає важливі їх властивості.

Промисловий розвиток електроніки можна розділити на два напрямки:

1. Інформаційний, до якого відносяться електронні засоби вимірювання, контролю та керування різними процесами, включаючи виробництво та наукові дослідження у багатьох інженерних та неінженерних галузях (біологія, медицина і ін.). Підсилювачі сигналів, генератори напруг та струмів різної форми, логічні схеми, лічильники, індикаторні пристрої та дисплеї обчислювальних машин — все це пристрої інформаційної електроніки. Характерними ознаками сучасної інформаційної електроніки є складність та різноманітність вирішуваних задач, висока швидкодія та надійність. Інформаційна електроніка нерозривно зв'язана з застосуванням інтегральних мікросхем.

2. Силовий (енергетичний) — зв'язаний з перетворенням змінного та постійного струмів для потреб електроенергетики, електротяги, металургії та ін. Основними видами пристроїв силової електроніки є випрямлячі (перетворювачі змінного струму в постійний), інвертори (перетворювачі постійного струму в змінний), перетворювачі частоти, керовані перетворювачі постійної та змінної напруги.

Курс «Електроніка і мікросхемотехніка», в якому розглядаються принципи функціонування, способи розрахунку та методи аналізу відповідних електронних пристроїв, є логічним продовженням курсу «Теоре-

тичні основи електротехніки». Без знання законів електротехніки неможливо зрозуміти та вивчити принципи роботи та застосування електронних пристроїв.

Широке застосування інформаційної електроніки базується на можливості заміни важковимірюваних фізичних параметрів різних процесів відповідними електричними параметрами. Це дозволяє відносно просто, в мінімальних фізичних об'ємах при високій швидкодії та надійності функціонування реалізувати потрібний алгоритм обробки інформації, яка використовується в системах вимірювання, контролю та керування реально протікаючих процесів. Подібні системи, як правило, включають три функціональні блоки:

- блок перетворення фізичної величини, перетворюючий реальний стан процесу або об'єкту у відповідний параметр електричного сигналу — *датчик* (первинний перетворювач);
- блок перетворення електричних сигналів в електричні сигнали за заданим алгоритмом — *електронний пристрій*;
- блок перетворення електричного сигналу в фізичну величину, за допомогою якої здійснюється дія на стан процесу або об'єкту — *виконавчий пристрій*.

Курс «Електроніка і мікросхемотехніка» присвячений, в основному, розгляду тих питань, які зв'язані з реалізацією другого блоку наведеної системи. В результаті вивчення курсу студент повинен **знати**:

- принципи побудови та функціонування пристроїв аналогової, імпульсної та цифрової електроніки;
- принципи вибору методів аналізу та синтезу електронних пристроїв із заданими статичними та динамічними характеристиками, а також **вміти**:
- розраховувати електронні кола постійного та змінного струмів (вручну, а також на мікроЕОМ із розробкою програм);
- узагальнювати динамічні показники електронних пристроїв, використовуючи поняття передаточної функції, перехідної та імпульсної характеристик;
- виконувати розрахунки різних електронних пристроїв з організацією банку даних для автоматизації процедур вибору і обґрунтування оптимальних параметрів.

Промисловий розвиток електроніки можна віднести до початку ХХ-го сторіччя, коли в 1904 році англієць В. Флемінг створив першу електронну лампу (діод). У 1907 році американець Л. Форест ввів у діод керуючий електрод і одержав тріод, здатний генерувати та підсилювати електричні коливання.

В 30-ті роки почалось активне вивчення напівпровідникових матеріалів з метою їх використання в електроніці. Великий вклад у вирішення цієї проблеми внесли теоретичні роботи фізиків, очолюваних академіком А. Ф. Іофе.

В 1948 році американськими вченими У. Шоклі, У. Браттейном і Дж. Бардином був винайдений перший напівпровідниковий підсилюючий прилад — транзистор. Аналогічні прилади декілька пізніше розробили радянські вчені. Володіючи суттєвими перевагами у порівнянні з електронними лампами, транзистори обумовили бурхливий розвиток напівпровідникової електроніки. Застосування транзисторів у поєднанні з друкованим монтажем дозволило одержати малогабаритні електронні пристрої з відносно малим споживанням електроенергії.

Подальший стрибок у розвитку електроніки став можливим з появою пристроїв інтегральної мікроелектроніки, які являють собою інтегральні схеми (ІС). Промисловий випуск ІС був розпочатий на початку 60-х років та сприяв бурхливому прогресу в розвитку інформаційної електроніки та мікромініатюризації електронних засобів. Ці тенденції одержали ще більший розвиток з появою великих інтегральних схем (ВІС), а потім і надвеликих інтегральних мікросхем (НВІС), які дозволили розробити та впровадити в усі сфери діяльності людини мікроЕОМ. Основним елементом у таких ЕОМ став мікропроцесор — НВІС, яка містить десятки і сотні тисяч елементів на одному кристалі (напівпровідниковій пластині площею декілька квадратних міліметрів).

Зараз НВІС поряд з ВІС, ІС та окремими типами дискретних напівпровідникових приладів стали основною елементною базою сучасних електронних засобів.

В основі розвитку електроніки лежить безперервне ускладнення функцій, виконуваних електронними пристроями. На певних етапах стає неможливим вирішувати нові задачі старими електронними засобами, або, як кажуть, засобами на основі існуючої елементної бази, наприклад, за допомогою електронних ламп, дискретних транзисторів. Таким чином, з'являються можливості для подальшого удосконалення елементної бази. Основними факторами, що викликають необхідність розробки електронних пристроїв на новій елементній базі, є підвищення надійності, зменшення габаритів, маси, вартості та споживаної потужності.

В залежності від застосованої елементної бази можна виділити чотири основні покоління розвитку промислової електроніки, а разом з нею, відповідно, і електронних пристроїв.

Перше покоління (1904—1950 рр.) характеризується тим, що основу елементної бази електронних пристроїв складали електровакуумні прилади, дія яких основана на використанні електричних явищ в вакуумі або газі. Відповідно до характеру робочого середовища електровакуумні прилади підрозділяють на електронні та іонні.

Електронний електровакуумний прилад — прилад, в якому електричний струм створюється тільки вільними електронами.

Іонний прилад — прилад з електричним розрядом у газі або парах. Цей прилад називається також газорозрядним.

Родина електронних електровакуумних приладів дуже чисельна і об'єднує такі групи приладів, як електронні лампи, електронно-променеві прилади, електровакуумні фотоелектричні прилади та ін. Найбільш широко в елементній базі електронних пристроїв першого покоління використовувались електронні лампи — електровакуумні прилади, призначені для різного роду перетворень електричного струму. Електронні пристрої, виконані на лампах, мали порівняно великі габарити та масу. Число елементів в одиниці об'єму (компактність монтажу) електронних пристроїв першого покоління складало $K = 0,001 \dots 0,003 \text{ ел/см}^3$.

Складання таких електронних пристроїв здійснювалось, як правило, вручну, шляхом з'єднання електровакуумних приладів між собою та з відповідними пасивними елементами (резисторами, котушками індуктивності та конденсаторами) за допомогою проводу.

Друге покоління (1950 — початок 60-х рр.) характеризувалося використанням дискретних напівпровідникових приладів (діодів, транзисторів та тиристорів) як основної елементної бази. Складання електронних пристроїв другого покоління здійснювалось звичайно автоматично з застосуванням друкованого монтажу, при якому напівпровідникові прилади та пасивні елементи розташовувалися на друкованій платі — діелектричній пластині з металізованими отворами (для під'єднання напівпровідникових приладів та пасивних елементів), з'єднаними між собою провідниками. Провідники виконувались шляхом нанесення мідного шару на плату по заздалегідь заданому друкованому рисунку, відповідному певній електронній схемі. Компактність монтажу електронних пристроїв другого покоління за рахунок застосування малогабаритних елементів складала $K \approx 0,5 \text{ ел/см}^3$.

Третє покоління електронних пристроїв (1960—1980 рр.) зв'язано з бурхливим розвитком мікроелектроніки — розділу електроніки, який охоплює дослідження та розробку якісно нового типу електронних при-

ладів — інтегральних схем — та принципів їх використання. Основною елементною базою цього покоління електронних пристроїв стали інтегральні схеми та мікрозбірки.

Інтегральна схема представляє собою сукупність декількох взаємозв'язаних елементів (транзисторів, резисторів, конденсаторів та ін.), виготовлених у спільному технологічному циклі, тобто одночасно, на одній і тій самій підкладці, і виконуючих певну функцію перетворення інформації. Мікрозбірка представляє собою ІС, у склад якої входять однотипні елементи (наприклад, тільки діоди або тільки транзистори).

Широкий розвиток знаходить блочна конструкція електронних пристроїв — набір друкованих плат, на які монтують ІС та мікрозбірки. Компактність монтажу електронних пристроїв третього покоління складає $K \leq 50 \text{ ел/см}^3$.

Цей етап розвитку електронних пристроїв характеризується не тільки різким зменшенням габаритів, маси та енергоспоживання, але й різким збільшенням їх надійності, в тому числі і за рахунок зведення до мінімуму ручної праці при виготовленні електронних пристроїв.

Четверте покоління (1980 р. до теперішнього часу) характеризується подальшою мікромініатюризацією електронних пристроїв на базі застосування ВІС та НВІС, коли вже окремі функціональні блоки виконуються в одній інтегральній схемі, яка являє собою готовий електронний пристрій приймання, перетворення або передачі інформації. Такі електронні пристрої, виконані у вигляді НВІС, у ряді випадків дозволяють повністю забезпечити потрібний алгоритм обробки початкової інформації і суттєво підвищити надійність їх функціонування.

Компактність монтажу електронних пристроїв четвертого покоління складає $K = 1000 \text{ ел/см}^3$ і вище.

Електронні пристрої (ЕП) за способом формування і передачі сигналів керування поділяють на два класи: аналогові (безперервні) та дискретні (переривчасті).

Аналогові електронні пристрої призначені для приймання, перетворення та передачі електричного сигналу, який змінюється за законом безперервної (аналогової) функції. В аналоговому електронному пристрої (АЕП) кожному конкретному значенню реальної фізичної величини на вході датчика відповідає однозначне, цілком визначене значення обраного електричного параметра постійного або змінного струму. Це може бути напруга або струм на ділянці електричного кола, її частота, фаза і т. п. При цьому як сама фізична величина, так і її електричний еквівалент, приймаючи нескінченне число значень, можуть бути визначені у будь-який довільний момент часу та змінюватися в одному і тому ж

масштабі часу. Важливо підкреслити, що електричний еквівалент несе в собі повну інформацію про реальний процес, хоча в загальному випадку моменти, коли реальна величина приймає деяке значення та коли з'являється її електричний еквівалент, можуть не співпадати, тобто між цими моментами може існувати деяка затримка t_3 .

Достоїнства АЕП: теоретично максимально досяжні точність та швидкодія; простота пристрою.

Недоліки АЕП: низька завадостійкість та нестабільність параметрів, обумовлені сильною залежністю властивостей пристрою від зовнішніх дестабілізуючих дій, наприклад, температури, часу (старіння елементів), дії зовнішніх полів та т. п.; великі спотворення при передачі на значні відстані; труднощі довгочасного зберігання результатів; низька енергетична ефективність.

Дискретні електронні пристрої (ДЕП) призначені для приймання, перетворення та передачі електричних сигналів, одержаних шляхом квантування (процес заміни безперервного сигналу його значеннями в окремих точках) за часом та (або) рівнем заданої аналогової функції $x(t)$. Тому діючі в них сигнали пропорційні обмеженому числу обраних за визначеним законом значень реальної фізичної величини, відображеної у вигляді різних параметрів імпульсів або перепадів напруг (струмів) (амплітуди, тривалості фронту та спаду імпульсів, тривалості імпульсу, періоду проходження імпульсів, частоти проходження імпульсів, тривалості паузи і т. п.).

Замітимо, що періодично повторювані перепади напруги з похідними du/dt різних знаків (позитивні $du/dt > 0$ та негативні $du/dt < 0$ перепади) утворюють імпульси прямокутної форми. В окремому випадку, коли позитивні та негативні перепади проходять через рівні проміжки часу, напругу прямокутної форми називають меандром.

У ДЕП хоча кожному значенню реальної фізичної величини і ставиться у відповідність цілком визначений параметр імпульсного сигналу, але через те що інформацію про її зміну можна отримати тільки при порівнянні двох імпульсів, одержання такої інформації розтягується в часі. Отже, суворо кажучи, для одержання повної інформації про кінцевий у часі фізичний процес необхідно нескінченне число імпульсів, тобто часові масштаби протікання фізичного процесу та його відображення за допомогою імпульсів не співпадають. Тому в ДЕП використовується тільки частина інформації про реальну фізичну величину, тобто процес представлення інформації зв'язаний із частковою її втратою.

До достоїнств ДЕП слід віднести наступне.

1. В дискретних пристроях імпульсна P_i та середня P_{cp} потужності зв'язані співвідношенням $P_i = Q P_{cp}$, де $Q = T/t_i$ — щільність імпульсів; t_i — тривалість імпульсу; T — період проходження імпульсів. Як бачимо, при великій щільності ($Q \rightarrow \infty$) можна одержати суттєве перевищення потужності в імпульсі над середнім її значенням. Це (у порівнянні з АЕП) сприяє поліпшенню масогабаритних показників окремих елементів ДЕП.

2. В ДЕП підсилювальні прилади (транзистори) використовують в режимі ключа (ввімкнено — вимкнено), при якому розсіювана в них потужність мінімальна. Це підвищує коефіцієнт використання приладу,

$K_{вик} = \frac{P_n}{P_{Kmax}}$, де $P_n = I_n U_n$ — корисна потужність навантажувального пристрою; $P_{Kmax} = I_n U_n$ потужність, яка розсіюється у вихідному колі підсилювального приладу; U_n та I_n — напруги навантажувального пристрою та вихідного кола підсилювального приладу. Як видно з формули, при $U_n > U_n$ потужність навантаження може в декілька разів перевищувати потужність, що розсіюється в підсилювальному приладі. Це дозволяє для керування великою потужністю застосовувати в ДЕП малопотужні прилади. В транзисторних пристроях кратність перевищення потужності може досягати 10..20.

3. Властивості дискретних пристроїв у меншій мірі залежать від нестабільності параметрів використаних приладів. Це пояснюється як меншим тепловиділенням, що зменшуючи перегрів, звужує реальний діапазон робочих температур, так і роботою напівпровідникових приладів у режимі ключа.

4. Завадостійкість ДЕП вище за АЕП, тому що при передачі імпульсів скорочується час, на протязі якого завада може вплинути на сигнал, що передається.

5. ДЕП характеризуються застосуванням однотипних елементів у каналах обробки, передачі та зберігання інформації. У зв'язку з цим полегшується їх виготовлення засобами інтегральної технології, яка забезпечує підвищену надійність, малогабаритність, дешевизну і т.п.

Вказані достоїнства ДЕП обумовили їх широке використання в багатьох областях як силовій, так і інформаційній електроніці (радіолокації, телебаченні, обчислювальній техніці), метрології та т.п.

У свою чергу, по типу квантування сигналу ДЕП поділяються на три підкласи: імпульсні, релейні та цифрові.

Імпульсні електронні пристрої (ІЕП) реалізують квантування почат-

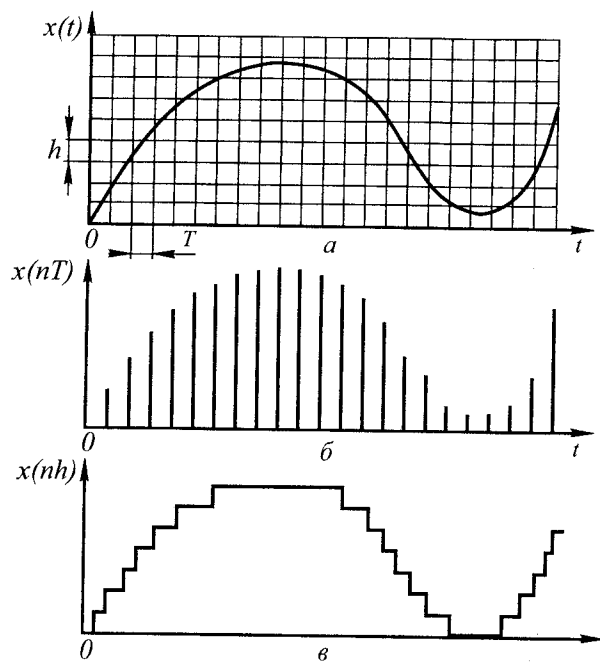


Рис. В.1

кового сигналу $x(t)$ (рис. В.1, а) по часу (рис. В.1, б) та перетворюють його в послідовність імпульсів, як правило, постійної частоти. В ІЕП хоча і порушується безперервність представлення сигналів (інформація) в часі, самі значення для обраних моментів часу точно відповідають значенням $x(t)$, тобто безперервність сигналу по величині зберігається.

Процес перетворення початкової аналогової інформації в послідовність імпульсів

носить назву імпульсної модуляції. В процесі імпульсної модуляції форма імпульсів вихідної послідовності, як правило, залишається незмінною.

На практиці найбільше розповсюдження одержали амплітудно-імпульсна, широтно-імпульсна, фазо-імпульсна модуляції (докладніше будуть розглянуті в розділі 4) та їх комбінації.

Реалізуючи в повній мірі всі переваги дискретних пристроїв, ІЕП поступаються аналоговим в точності та швидкодії. До того ж їх практична реалізація через наявність імпульсного модулятора характеризується великою складністю.

Релейні електронні пристрої (РЕП) реалізують квантування початкового сигналу $x(t)$ по рівню та перетворюють у ступеневу функцію, висота кожного з рівнів якої пропорційна деякій наперед заданій величині h (див. рис. В.1, в). Зміна рівня сигналу відбувається в довільні моменти часу, які визначаються тільки заданими рівнями nh та величиною $x(t)$. Тому аналогічно з ІЕП у моменти формування рівнів сигнал РЕП точно відображає значення початкової $x(t)$. Отже, при дискретизації представлення по величині в РЕП зберігається безперервність відображення інформації у часі.

Основна область застосування РЕП зв'язана не з перетворенням інформації, а з перетворенням енергії, тобто з силовою електронікою. У порівнянні з ІЕП вони, як правило, більш прості (відсутній імпульсний модулятор) та володіють великою швидкодією.

Цифрові електронні пристрої (ЦЕП) реалізують квантування початкового сигналу $x(t)$ як по часу, так і по величині. Тому у фіксовані моменти часу такі сигнали тільки приблизно відповідають значенням $x(t)$. Очевидно, чим більше дискретних значень, які може приймати сигнал, тобто чим більше рівней дискретизації, тим точніше відповідає дискретний сигнал аналоговому. Проте, у будь-якому випадку ми маємо справу з кінцевим числом його значень. Таким чином, в дискретному сигналі порушена безперервність уявлення інформації як по величині, так і по часу.

В свою чергу, кінцевому числу дискретних значень початкової фізичної величини можна поставити у відповідність деяке число. Процес заміни дискретних рівней сигналу послідовністю чисел носить назву кодування, а сукупність одержаних чисел називають кодом сигналу. Таким чином, процес безпосереднього перетворення та передачі сигналів можна замінити процесом перетворення та передачі кодів, поставлених у відповідність початковим сигналам.

Пристрої, в яких відбувається формування, перетворення та передача кодів, поставлених у відповідність реальним значенням фізичних змінних, називають цифровими пристроями. Передача кодів, кожний з яких, як правило, являє собою послідовність однотипних імпульсів, потребує деякого часу. Очевидно, що цей час більший за час, необхідний для передачі тієї самої інформації в імпульсній, та тим більше у безперервній системах. Тому при інших рівних умовах кількість інформації, що передається імпульсним способом, мінімальна.

Достоїнства ЦЕП: висока завадостійкість; висока надійність; можливість довгочасного зберігання інформації без її втрати; економічна ефективність, обумовлена високою технологічністю та повторюваністю пристроїв; енергетична ефективність, а також сумісність з інтегральною технологією.

Недоліки ЦЕП: мала швидкодія, мала точність.

Проте менша швидкодія цифрових пристроїв може бути компенсована можливістю уніфікації самих цифрових елементів, що дозволяє за допомогою їх великої кількості успішно вирішувати питання підвищення точності та швидкодії ЦЕП.

Мінімально можливий об'єм, який може займати ЕП, визначається кількістю тепла, яке виділяється в цьому об'ємі. Тому використання

дискретних методів обробки інформації дозволяє реалізовувати ДЕП у значно меншому об'ємі, ніж АЕП.

ЦЕП здатні реалізовувати складні алгоритми обробки інформації у мінімальних об'ємах з мінімальними втратами та високою надійністю роботи. Тому, незважаючи на менші швидкодію та точність, у порівнянні з іншими розглянутими типами ЕП вони одержують зараз все більше розповсюдження.

На завершення слід відмітити, що всі сучасні ЕП, незалежно від типу, є, як правило, твердотільними пристроями, принцип дії яких оснований на протіканні електричного струму через напівпровідникові матеріали.

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Скільки поколінь елементної бази можна виділити в наш час?
2. У чому принципова різниця елементної бази третього та четвертого поколінь?
3. Що є спільного між елементною базою другого, третього та четвертого поколінь?
4. Що розуміється під квантуванням сигналу по рівню та по часу?
5. Які типи електронних пристроїв ви знаєте?
6. Які основні признаки аналогових, імпульсних та цифрових електронних пристроїв?
7. Які параметри електричних сигналів можуть використовуватися в аналогових, імпульсних та цифрових пристроях для відображення реальної фізичної величини?
8. Які електронні пристрої можуть забезпечити найбільшу точність відображення інформації про реальну фізичну величину?
9. Що розуміється під кодуванням інформації у цифрових пристроях?
10. Що є причиною широкого розповсюдження цифрових пристроїв?

РОЗДІЛ 1

ПРИНЦИП РОБОТИ І ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

1.1. ЕЛЕКТРОПРОВІДНІСТЬ НАПІВПРОВІДНИКІВ

Напівпровідниками називаються матеріали, які мають питомий опір в межах $\rho = 10^{-5} \div 10^{10} \text{ Ом} \cdot \text{см}$ та займають по цьому показнику проміжне положення між металами ($\rho = 10^{-6} \div 10^{-5} \text{ Ом} \cdot \text{см}$) та діелектриками ($\rho = 10^{10} \div 10^{15} \text{ Ом} \cdot \text{см}$). Найважливішою ознакою напівпровідників є сильна залежність електричного опору від температури, ступеня опромінення світлом або рівня іонізуючого випромінювання, кількості домішок та інше. При нагріванні питомий опір провідників збільшується, а напівпровідників зменшується. Це свідчить про різний характер провідності цих матеріалів.

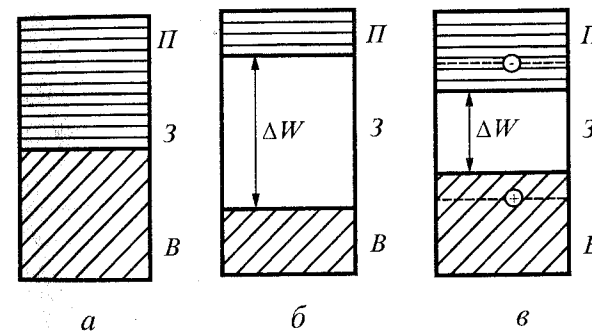


Рис. 1.1

На рис. 1.1 подані енергетичні діаграми різних матеріалів (а — метал, б — діелектрик (ізолятор), в — напівпровідник), на яких В, З, П означають відповідно валентну зону, в якій усі рівні при температурі аб-

солютного нуля заповнені електронами; заборонену зону, в якій енергетичні рівні відсутні; зону провідності (зону вільних електронів), на енергетичні рівні якої можуть переходити електрони при збудженні атомів. Як видно, для того щоб електрон міг перейти з валентної зони в зону провідності, йому необхідно надати енергію, більшу ніж ΔW (при зворотному переході така енергія виділяється у вигляді випромінювання). У металів заборонена зона відсутня, тому при кімнатній температурі велика кількість електронів, яка перейшла з валентної зони в зону провідності, забезпечує металам високу електропровідність. У діелектриків ширина забороненої зони велика ($\Delta W > 4 \text{ eV}$; $1 \text{ eV} = 1,60201 \cdot 10^{-9} \text{ Дж}$ — позасистемна одиниця енергії, що застосовується для вимірювання енергії мікрочасток, які мають електричний заряд;

1 Дж = 1 кГм²/с²) і за звичайних умов електрони провідності практично відсутні.

Ширина забороненої зони ΔW у найбільш розповсюджених напівпровідників — германія та кремнію — складає відповідно 0,72 і 1,12 eB. Ці напівпровідники належать до IV групи періодичної системи елементів Менделєєва і мають по чотири валентних електрони. Крім них зараз знайшли розповсюдження композити, такі як арсенід і фосфід галію (GaAs, GaP), антимонід індію (InSb), тобто системи $A_{III} - B_V$ та $A_{II} - B_{VI}$. Почали застосовуватись і так звані органічні (некристалічні) напівпровідники.

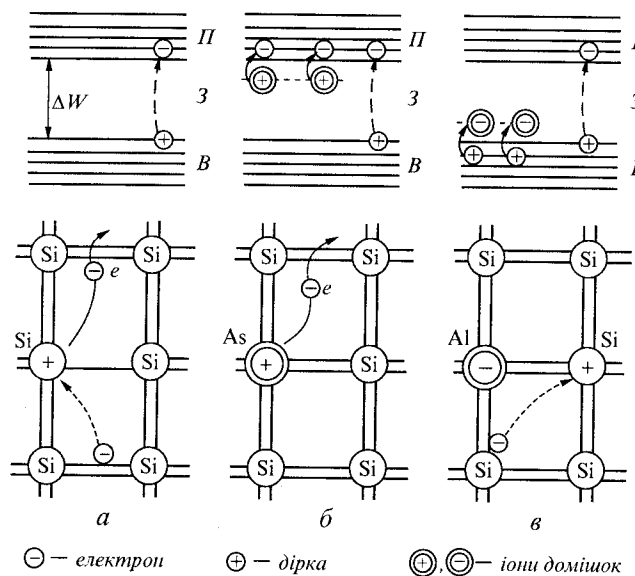


Рис. 1.2

На рис. 1.2, а показана схема кристалічної ґратки чистого кремнію, у якій кожний атом зв'язаний з чотирма такими ж парними чи ковалентними зв'язками (ці зв'язки умовно позначені подвійними лініями).

При температурі навколишнього середовища, що відрізняється від абсолютного нуля, чи (і) під впливом магнітного поля, світла або іншого

випромінювання деякі електрони отримують енергію, достатню для того, щоб подолати заборонену зону і перейти в зону провідності. При цьому у валентній зоні залишається незаповнений енергетичний рівень — дірка (рис. 1.2, а). В кристалічній ґратці напівпровідника при цьому відбувається розрив одного з валентних зв'язків та поява вільного електрона, який може вільно пересуватись по кристалу, і дірки — вузла ґратки, який утратив один з електронів зв'язку. Обірваний зв'язок може бути відновлений, якщо його поновить електрон із сусіднього зв'язку.

Процес відновлення зв'язків за рахунок переміщення електронів від одного атома ґратки до іншого, тобто у валентній зоні, зручно зобразити

у вигляді протилежно спрямованого руху дірок, котрим приписують позитивний заряд (тобто заряд, протилежний заряду електронів, які переміщуються). Таким чином, у кристалі можливо переміщення як вільних електронів (негативних зарядів), так і дірок (позитивних зарядів).

Процес утворення в чистому напівпровіднику пари електрон у зоні провідності — дірка у валентній зоні називається генерацією власних носіїв зарядів. Електрони в зоні провідності та дірки у валентній зоні під дією теплової енергії перебувають у хаотичному русі. При цьому можливий процес захоплення електронів зони провідності дірками валентної зони. Процес зникнення пар електрон—дірка називається рекомбінацією.

Середній час між моментами генерації і рекомбінації називають часом життя носіїв заряду.

Завдяки рекомбінації кількість носіїв заряду у напівпровіднику не збільшується і при постійній температурі незмінна. Концентрації (кількість носіїв в одиниці об'єму, $1/\text{см}^3$) дірок p_i та електронів n_i у чистому напівпровіднику рівні: $p_i = n_i$. У робочому діапазоні температур концентрація електронів і дірок у чистому напівпровіднику невелика і за своїми електричними властивостями чистий напівпровідник близький до діелектриків.

При введенні у чистий напівпровідник невеликої кількості домішки значно змінюється характер електропровідності. Якщо внести у кремній (германій) атоми домішки V групи таблиці Менделєєва (миш'як, фосфор, сурму), то вони заміщують у вузлах кристалічних ґраток атоми кремнію (германію). При цьому чотири валентних електрони атома миш'яку (As), об'єднавшись із чотирма електронами сусідніх атомів кремнію, налагоджують систему ковалентних зв'язків (рис. 1.2, б), п'ятий електрон виявляється надлишковим і не створює зв'язок із сусідніми атомами напівпровідника. Такі домішки, що мають додатковий валентний електрон, називають донорними. Локальні енергетичні рівні домішки лежать у верхній частині забороненої зони і заповнені при температурі абсолютного нуля.

Близькість локальних рівней до зони провідності призводить до того, що вже при невеликому нагріві атоми домішки іонізуються, віддають додатковий електрон, що призводить до збільшення кількості вільних електронів. Утворення вільних електронів при іонізації донорної домішки супроводжується появою в вузлах кристалічної ґратки нерухомих позитивних зарядів — іонів домішки. Обмін електронами між атомами домішки неможливий тому, що атоми домішки віддалені один від одного

і при кімнатній температурі усі іонізовані. Таким чином, іонізація атомів домішки не призводить до збільшення концентрації дірок, які утворюються тільки при розриві зв'язків між атомами напівпровідника. Тому при внесенні донорної домішки концентрація вільних електронів виявляється значно більше концентрації дірок і електропровідність визначається в основному електронами. У цьому випадку електрони є основними носіями (їх концентрація позначається n_n), дірки — неосновними (концентрація p_n), а такий напівпровідник називають напівпровідник n -типу. Незважаючи на те, що у домішковому напівпровіднику рухомі носії одного знаку переважають, напівпровідник у цілому електрично нейтральний тому, що надлишковий заряд рухомих носіїв компенсується зарядом нерухомих іонів домішки. Для напівпровідника n -типу справедлива наступна рівність концентрації негативних і позитивних зарядів

$$n_n = p_n + N_d,$$

де N_d — концентрація донорної домішки.

Оскільки p_n мала (ширина забороненої зони ΔW велика і генерація власних носіїв напівпровідника утруднена), то $n_n \approx N_d$. Таким чином, концентрація основних носіїв практично дорівнює концентрації атомів домішки, оскільки в робочому діапазоні вони повністю іонізовані. В цьому діапазоні температур концентрація основних носіїв залежить від температури.

При внесенні в кремній (германій) домішки III групи (алюмінію, бора, індію), яку називають акцепторною, її атоми заміщують у вузлах кристалічної ґратки атоми кремнію (рис. 1.2, в). Однак у цьому випадку при комплектуванні ковалентних зв'язків одного електрона не вистачає, оскільки атоми домішки мають лише три валентних електрони. Енергетичний рівень домішки лежить у забороненій зоні поблизу валентної зони і незаповнений при температурі абсолютного нуля. За рахунок переміщення електрона від сусіднього атому кремнію (наприклад, при підвищенні температури до кімнатного рівня) утворюється негативний іон домішки, а на місці обірваного зв'язку у валентній зоні позитивний заряд — дірка. Локальні енергетичні рівні домішки розташовані біля валентної зони і легко беруть на себе електрони із цієї зони, що призводить до утворення дірок. Основними носіями при цьому стають дірки, неосновними — електрони. Збитковий заряд дірок компенсується зарядом негативних іонів і напівпровідник у цілому є електрично нейтральним. Напівпровідник з акцепторною домішкою називається напівпровідником p -типу. Для p -напівпровідника

$$p_p = n_p + N_a \approx N_a,$$

де N_a — концентрація акцепторної домішки.

Оскільки в діапазоні кімнатних температур усі атоми акцепторної домішки іонізовані (прийняли додатковий електрон), концентрація основних носіїв у зазначеному робочому діапазоні температур не залежить від температури.

1.2. ЕЛЕКТРОННО-ДІРКОВИЙ ПЕРЕХІД

Електронно-дірковим або p - n -переходом називають перехідний шар між областями напівпровідника з різними типами провідності. Такий перехід є основою більшості напівпровідникових приладів. Властивості p - n -перехода визначаються співвідношенням концентрацій донорів і акцепторів, їх розподіленням по об'єму p - та n -областей та геометрією областей. Якщо концентрація донорів у n -області дорівнює концентрації акцепторів у p -області ($N_d = N_a$), то перехід називають симетричним; якщо ці концентрації не рівні ($N_d \neq N_a$), то перехід називають несиметричним.

У напівпровідникових приладах ширше застосовуються несиметричні переходи.

В тому випадку, коли концентрація домішок різниться на порядок і більше, переходи називають односторонніми і позначають n^+ - p або p^+ - n . Індекс «+» підкреслює більшу електропровідність даної області монокристала.

Одна з напівпровідникових областей кристала, яка має більш високу концентрацію домішок (отже, і основних носіїв заряду), називається емітером, а друга, з меншою концентрацією — базою.

Розглянемо процеси в p - n -переході у відсутності зовнішнього електричного поля (рис. 1.3, а). Оскільки концентрація дірок у напівпровіднику p -типу набагато більша, ніж у напівпровіднику n -типу, і навпаки, в напівпровіднику n -типу висока концентрація електронів, то на межі поділу напівпровідників з різною електропровідністю створюється перепад (градієнт) концентрації дірок та електронів. Це викликає процес дифузії носіїв заряду з області з підвищеною в область з низькою концентрацією носіїв. Основні носії p -області — дірки — дифундують в n -область, а основні носії n -області — електрони — дифундують в p -область. Дифузійний струм через перехід $I_{\text{диф}} = I_{\text{диф}p} + I_{\text{диф}n} \approx I_{\text{диф}p}$ ($N_a \gg N_d$, $p_p \gg n_n$).

Коли під впливом сил дифузії носії перейдуть контактну границю,

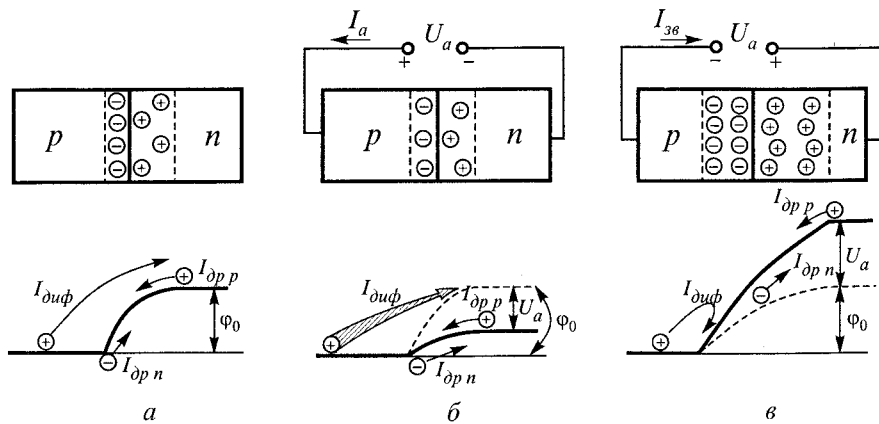


Рис. 1.3

вони рекомбінують з основними носіями другої області. Внаслідок відходу основних носіїв з однієї області та їх рекомбінації у другій області у приконтактних областях створюється збіднений на рухомі носії заряду шар і з'являється некомпенсований негативний заряд за рахунок іонів акцепторної домішки (в приконтактній області p -типу) і позитивний заряд за рахунок іонів донорної домішки (в приконтактній області n -типу). Збіднений на рухомі носії заряду шар (на рис. 1.3, a він відмічений кружечками зі знаком «-» та «+», що позначають негативні та позитивні іони відповідно акцепторної та донорної домішки) має незначну електропровідність і його називають запірним шаром. Подвійний електричний об'ємний заряд (рис. 1.3, a) створює електричне поле з напруженістю E_0 , що спричиняє появу на кривій розподілу потенціалу в напівпровіднику потенціального бар'єра Φ_0 .

Електричне поле, яке виникло у середині запірного шару, спричиняє спрямоване переміщення носіїв заряду через перехід — дрейфовий струм, спрямований назустріч дифузій складовій струму через перехід. Дрейфовий струм через перехід $I_{др} = I_{дрp} + I_{дрn}$.

Напрямок струмів дрейфу протилежний струмам дифузії і, за відсутності зовнішньої напруги та незмінній температурі, ці струми однакові і повний струм через p - n -перехід дорівнює нулю:

$$I_a = I_{диф} - I_{др} = I_{дифp} + I_{дифn} - I_{дрp} - I_{дрn} = 0. \quad (1.1)$$

Ширина запірного шару в p - та n -областях залежить від концентрації іонів домішок у областях та тим менша, чим більша концентрація домішок. Тому, коли $N_a \gg N_d$, перехід має подвійний електричний шар, ширина якого в області з меншою концентрацією домішок більша (див. рис. 1.3, a).

Якщо прикласти до напівпровідника зовнішню пряму напругу U_a (рис. 1.3, b) (плюс до p -області, мінус до n -області), то збіднений шар p - n -переходу звужується, а його провідність збільшується. Оскільки зовнішнє електричне поле E_a прикладається назустріч внутрішньому полю E_0 , результуюча напруженість поля в запірному шарі знижується і потенційний бар'єр дорівнює $\Phi = \Phi_0 - U_a$.

При цьому зростає кількість носіїв, що мають енергію, достатню для здолаття потенційного бар'єра, і збільшується дифузійна складова $I_{диф}$ струму через перехід. Дрейфова складова визначається тільки кількістю неосновних носіїв заряду, які підійшли до запірного шару в процесі теплового руху. Тому дрейфовий струм неосновних носіїв від прикладеної напруги не залежить. Таким чином, повний струм через перехід $I_a = I_{диф} - I_{др} > 0$. Це прямий струм p - n -переходу. Зменшення результуючого поля p - n -переходу приводить до зменшення об'ємного заряду та звуження запірного шару. Потенційний бар'єр Φ_0 дорівнює частці вольт, тому для протікання прямого струму до p - n -переходу достатньо прикласти напругу, яка вимірюється також часткою вольт.

Якщо змінити полярність зовнішньої напруги, тобто до області p прикласти мінус, а до області n — плюс (рис. 1.3, $в$), то зовнішнє поле E_a складатиметься з внутрішнім полем E_0 і потенційний бар'єр підвищуватиметься: $\Phi = \Phi_0 + |U_a|$, а ширина запірного шару зростає. Дифузія носіїв через перехід стає практично неможливою і тому струм $I_a = I_{диф} - I_{др} = -I_{др}$. У цьому випадку поле p - n -переходу утягує всі неосновні носії, які підійшли до нього, незалежно від потенційного бар'єра і через перехід тече струм тільки неосновних носіїв: струм дірок із n -області в p -область і електронів із p -області в n -область. Цей струм, який називається зворотним струмом, значно менший за прямий струм через перехід, тому що кількість неосновних носіїв у напівпровіднику мала. Співвідношення прямого і зворотного струмів p - n -переходу говорить про односторонню провідність переходу, що дозволяє використати його для випрямлення змінного струму.

Зворотний струм неосновних носіїв через перехід $I_{зв} = I_{др}$ іноді називають тепловим струмом (I_0), тому що він сильно залежить від температури: при нагріві напівпровідника збільшується генерація неосновних носіїв.

Залежність струму через p - n -перехід від прикладеної напруги $I_a = f(U_a)$ називається вольт-амперною характеристикою (ВАХ) електронно-діркового переходу і вона визначається виразом

$$I_a = I_0 [\exp(U_a / \Phi_T) - 1], \quad (1.2)$$

де $\Phi_T = kT/q$ — тепловий потенціал, який дорівнює контактній різниці

потенціалів Φ_k на межі поділу напівпровідників за відсутності зовнішньої напруги (при $T = 300 K$, $\Phi_T = 0,025 B$); k — стала Больцмана; T — абсолютна температура; q — заряд електрона.

При негативних (зворотних) напругах порядку $(0,1 \dots 0,2) B$ першою складовою у виразі (1.2) можна знехтувати ($e^{-4} \approx 0,02$), при позитивних напругах, що перевищують $0,1 B$, можна знехтувати одиницею ($e^4 \approx 54,6$), тому ВАХ, що описується виразом (1.2), буде мати вигляд, наведений на рис. 1.4, а. На рис. 1.4, б наведена ВАХ ідеального вентиля, у якого має місце нульове падіння напруги при протіканні прямого струму і нульовий струм при прикладанні зворотної напруги. З наведених ВАХ бачимо, що властивості p - n -переходу близькі до властивостей ідеального вентиля.

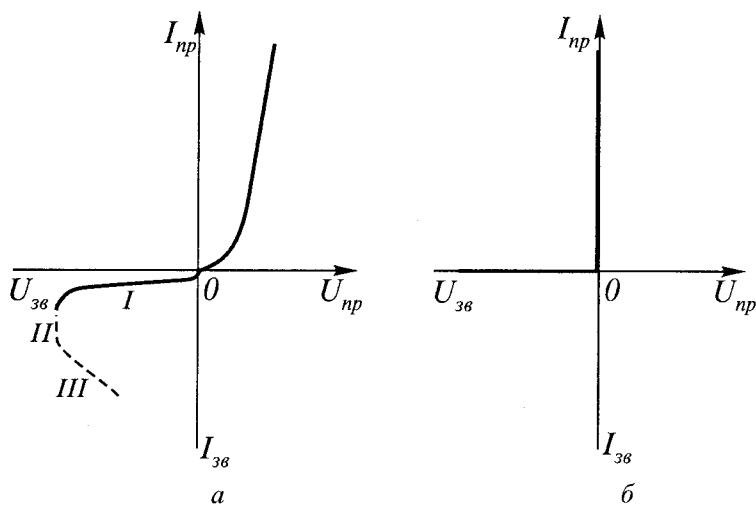


Рис. 1.4

З підвищенням зворотної напруги до певної величини відбувається різке збільшення зворотного струму, пов'язане з пробоем p - n -переходу, що обмежує допустиму зворотну напругу. Залежно від механізму пробою p - n -переходу розрізняють електричний (лавинний та тунельний) та тепловий пробій.

Лавинний пробій виникає у переходах, які утворені напівпровідниками з низькою концентрацією домішок. При лавинному пробі в p - n -переході відбувається ударна іонізація, коли електрон прискорюється сильним полем і дістає енергію, достатню для збудження домішкових центрів і вузлів основних ґраток напівпровідника. Кількість носіїв зростає, що призводить до збільшення струму через

перехід. У свою чергу, отримані внаслідок первинної іонізації дірки і електрони на своєму шляху у переході іонізують нові атоми, що призводить до розвитку лавини рухомих носіїв заряду; зворотний струм значно зростає при практично незмінній зворотній напрузі (ділянка II на рис. 1.4, а).

В основі тунельного пробою лежать прямі електронні переходи між валентною зоною і зоною провідності під дією сильного електричного поля. Явище множення вільних носіїв при тунельному пробі звичайно виникає в тонких шарах напівпровідників з високим рівнем домішок. У квантовій електроніці доведено, що електрони, які не володіють достатньою енергією для проходження через потенційний бар'єр, усе ж таки можуть пройти крізь нього, якщо з другої сторони цього бар'єра є такий самий вільний енергетичний рівень, який займали електрони перед бар'єром. Напруга пробою залежить від питомого опору напівпровідника; вона тим більша, чим вище питомий опір. Електричний пробій не призводить до руйнування переходу.

Оскільки в p - n -переході під час проходження зворотного струму виділяється тепло, у разі недостатнього тепловідводу починає підвищуватися його температура. Це спричиняє теплову генерацію вільних носіїв, за рахунок чого зворотний струм зростає з одночасним збільшенням кількості тепла, що виділяється (ділянка III на рис. 1.4, а). На цій ділянці збільшення струму через перехід супроводжується зменшенням напруги на ньому. Внаслідок недопустимого нагрівання p - n -перехід руйнується, що називається тепловим пробоем. Пробивна напруга при тепловому пробі залежить від температури навколишнього середовища і зменшується з її збільшенням. Напруга теплового пробою тим більша, чим менший зворотний струм переходу та чим кращі умови відведення тепла в навколишнє середовище.

Лавинний і тунельний пробій належать до типу оборотних, коли зняття сильних електричних полів повертає процеси в p - n -переході у початковий стан. Тому їх виникнення використовують в напівпровідникових приладах для створення певних характеристик. Тепловий пробій — процес необоротний, бо він неминуче веде до руйнування матеріалу напівпровідника. Тепловий пробій обумовлює аварійний режим, який виводить з ладу напівпровідникові прилади.

Величина об'ємних зарядів у переході та поблизу його границь змінюється із зміною напруги, прикладеної до переходу. Це відбувається тому, що в залежності від напруги змінюється ширина запірного шару, а також концентрація основних і неосновних носіїв поблизу границь переходу. Наявність різних за знаком зарядів по різні боки границі

дозволяє вважати, що перехід має електричну ємність. Розрізняють бар'єрну (зарядну) і дифузійну ємності.

Бар'єрна (зарядна) ємність виникає при зворотній напрузі на переході і обумовлена зміною на ньому об'ємного заряду. Як видно з рис. 1.3, б область об'ємного заряду являє собою подвійний шар протилежних по знаку нерухомих зарядів. Цей подвійний шар можна уподібнити обкладкам плоского конденсатора, зарядженого до потенціалу $\Phi_0 = E_0$. Якщо прикласти зовнішню зворотну напругу, різниця потенціалів між електронною та дірковою областями напівпровідника збільшується, що призводить до збільшення об'ємних зарядів в цих областях напівпровідника. Через те, що об'ємні заряди створюються нерухомими іонами атомів донорів та акцепторів, збільшення об'ємного заряду може бути пов'язано тільки з розширенням області об'ємного заряду в основному в бік області напівпровідника з меншою концентрацією домішки. Іншими словами, при збільшенні зворотної напруги, прикладеної до переходу, збільшується область, збіднена рухомими носіями — електронами і дірками.

Бар'єрна ємність, як і будь-яка ємність, може бути подана у вигляді

$$C_6 = \frac{\Delta q}{\Delta u} = \frac{\epsilon \epsilon_0 S}{l_0} \sqrt{\frac{\Phi_0}{\Phi_0 + |U_a|}}, \quad (1.3)$$

де Δq — зміна бар'єрного заряду; Δu — зміна напруги, яка викликала зміну заряду; S, l_0 — площа і товщина p - n -переходу при $U_a = 0$; ϵ — відносна діелектрична проникність напівпровідника; ϵ_0 — діелектрична проникність повітря.

Бар'єрна ємність буде тим більшою, чим більше концентрація рухомих носіїв заряду на межі області об'ємного заряду (отже, чим тонший шар області об'ємного заряду) і чим менше напруга на переході. З (1.3) видно, що з збільшенням прикладеної зворотної напруги U_a бар'єрна

ємність зменшується тому, що збільшується товщина l переходу (рис. 1.3, в). Залежність $C_6 = f(U_a)$ називають вольт-фарадною характеристикою (рис. 1.5, а).

Якщо до p - n -переходу прикласти пряму напругу, бар'єрна ємність збільшується внаслідок зменшення l . Проте у цьому ви-

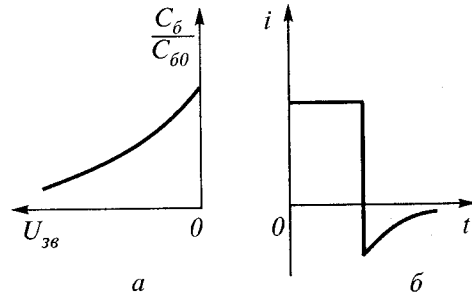


Рис. 1.5

падку приріст зарядів за рахунок інжекції відіграє більшу роль і ємність p - n -переходу визначається в основному дифузійною складовою ємності.

Дифузійна ємність відображає фізичний процес зміни концентрації рухомих носіїв заряду, які накопичуються в областях внаслідок зміни концентрації інжекттованих носіїв. При прикладенні до p - n -переходу прямої напруги через нього тече прямий струм, обумовлений інжекцією дірок у базову область. У базі накопичується заряд, створений неосновними носіями і пропорційний прямому струмові, і заряд основних носіїв, який забезпечує електронейтральність напівпровідника. Якщо швидко змінити полярність прикладеної напруги на протилежну, інжекттовані дірки не встигають рекомбінувати і під дією зворотної напруги переходять назад в область емітера. Основні носії заряду рухаються в протилежний бік і уходять по шині живлення. При цьому зворотний струм значно збільшується. Поступово додатковий заряд дірок у базі зникає (розсмоктується) за рахунок рекомбінації їх з електронами і повернення в p -область. Зворотний струм зменшується до статичного значення I_0 (рис. 1.5, б). Перехід p - n веде себе подібно до ємності, причому заряд дифузійної ємності пропорційний прямому струму, який раніш протікав через p - n -перехід.

Таким чином, при зворотних напругах треба враховувати бар'єрну ємність C_6 ($C_{\text{диф}} = 0$), а при прямих — дифузійну $C_{\text{диф}}$ ($C_6 = 0$).

На практиці використовують лише бар'єрну ємність. Вона нелінійна і має високу добротність. Дифузійна ємність шунтується низьким прямим опором і її добротність мала. (Добротністю називають відношення реактивного опору до його активного опору.) За допомогою добротності можна якісно і кількісно оцінити можливості використання ємності переходу як елемента резонансного контуру.

На практиці знаходять застосування переходи, які виникають при контакті метала з напівпровідниками. Якщо контакт метал- n -напівпровідник утворений і енергія електронів металу більша за енергію носіїв заряду напівпровідника, частка електронів перейде з напівпровідника в метал. У приконтантній області напівпровідника залишається некомпенсований позитивний заряд донорних домішок. В результаті біля межі контакту виникнуть об'ємні заряди та з'явиться контактна різниця потенціалів. Електричне поле, що з'явилося, буде перешкоджати подальшому руху електронів з напівпровідника в метал та сприяти переходу дірок з металу (неосновні носії заряду) в напівпровідник n -типу.

У зрівноваженій системі спостерігається динамічна рівновага основних та неосновних носіїв заряду, що рухаються назустріч. Результуючий струм через перехід дорівнює нулю. Концентрація основних носіїв

заряду (електронів) у приконтатному шарі напівпровідника нижча за їх концентрацію в його об'ємі, тому цей шар має підвищений питомий опір і буде визначати опір усієї системи.

Якщо до системи підімкнути зовнішню напругу, причому плюс до металу, а мінус до напівпровідника, виникає додаткове електричне поле, яке знижує внутрішнє електричне поле в переході (знижує потенційний бар'єр). Опір приконтатного високоомного шару зменшується і через перехід потече струм, обумовлений переходом електронів з напівпровідника в метал. Збільшення прикладеної напруги приводить до збільшення струму. При прикладенні зворотної напруги потенційний бар'єр збільшується і через перехід тече струм, створений дірками — неосновними носіями зарядів n -напівпровідника. Цей струм малий. Такий перехід володіє випрямляючими властивостями. Потенційний бар'єр, який виникає у цьому випадку, називають бар'єром Шотки.

Для з'єднання зовнішніх виводів з кристалом напівпровідника застосовують омичні контакти, в яких зв'язок між напругою і струмом визначається законом Ома. Контакт металу з n -напівпровідником виявляється омичним (не утворює потенційного бар'єра), якщо робота виходу електрона з металу менша, ніж з напівпровідника. В цьому випадку електрони вільно переходять з металу в напівпровідник і назад. При прикладанні прямої або зворотної напруги змінюється лише ступінь збагачення шару поблизу металургійної межі електронами. Контакт метал- p -напівпровідник виявляється омичним, якщо робота виходу з металу більша, ніж з напівпровідника.

1.3. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

Напівпровідниковий діод — електроперетворювальний прилад з одним p - n -переходом і двома виводами. Властивості, технічні характеристики та параметри діода визначаються p - n -переходом.

На практиці знаходять застосування точкові, площинні, сплавні і дифузійні діоди.

Точковий діод утворюється у місці контакту невеликої пластини напівпровідника і вістря металевого дроту — пружини. Тому лінійні розміри переходу менше його ширини. Для більш надійного контакту через перехід пропускають імпульс струму в декілька ампер, що вплаває вістря металу в напівпровідник. Відбувається дифузія металу в напівпровідникову пластину і утворюється півсферичний p - n -перехід. Завдяки малій площі діод володіє дуже малою ємністю переходу і використовується до частот у кілька сотень мегагерц. Мала площа

переходу визначає невеликий допустимий струм діода. Точкові діоди звичайно виконуються на основі германію.

Площинні сплавні діоди мають площинний електричний перехід, лінійні розміри якого, що визначають його площу, значно більше ширини p - n -переходу. Перехід у таких діодах може виконуватися методом сплавлення напівпровідникової пластини з металом. На пластину напівпровідника накладають метал або сплав, який вміщує донорні або акцепторні домішки. Після цього цей матеріал нагрівають до температури, що достатня для того, щоб частина напівпровідника розчинилася в отриманому розплаві. При наступному охолодженні відбувається рекристалізація початкового напівпровідника з домішкою вплавленого металу і утворюється p - n -перехід.

Дифузійні діоди виготовляються за допомогою дифузії у напівпровідникову пластину домішки, яка знаходиться в газоподібній, рідинній або твердій фазах. Якщо дифузія домішки здійснюється через отвір у захисному шарі, нанесеному на поверхню напівпровідника, то одержують так званий планарний p - n -перехід.

Дифузійні діоди відрізняються від сплавних меншою ємністю і більшою швидкодією.

За функціональним призначенням діоди поділяють на випрямні, високочастотні (універсальні), імпульсні, опорні (стабілітрони), перемикаючі, фотодіоди, світлодіоди, тунельні та інші.

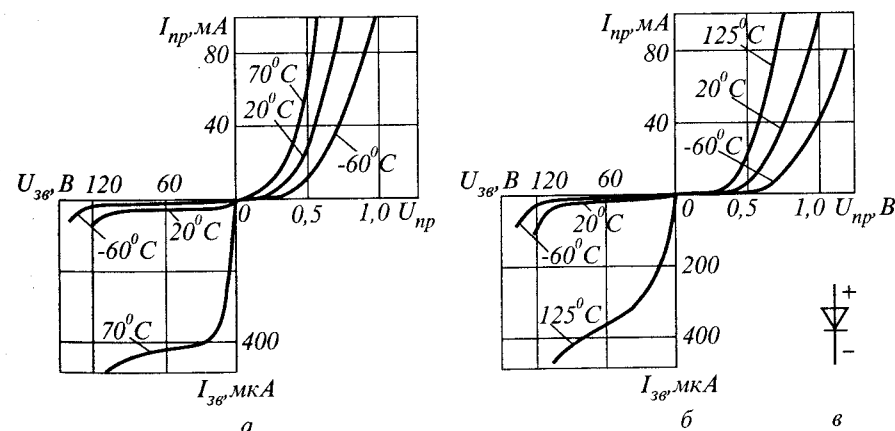


Рис. 1.6

На рис. 1.6 показані вольт-амперні характеристики германієвого (а), кремнієвого (б) діодів та їх умовне позначення (в). Порівнюючи вольт-амперні характеристики реального діода і p - n -переходу (див. рис. 1.4, а) можна зробити висновок, що вони відрізняються. Це обумовлено тим,

що ідеальна вольт-амперна характеристика (рис. 1.4, а) p - n -переходу не враховує рекомбінаційно-генераційні процеси, які відбуваються в об'ємі і на поверхні p - n -переходу, який вважають нескінченно тонким і довгим.

Реальний p - n -перехід не є нескінченно тонким і тому при зворотній напрузі відбувається генерація пар електрон—дірка, які утворюють струм генерації $I_{\text{ген}}$. До того ж із збільшенням зворотної напруги збільшується область, збіднена рухомими носіями заряду — електронами і дірками. Це приводить до того, що товщина p - n -переходу зростає (ефект Ерлі), а, отже, і кількість генерованих пар теж зростає. Тому із зростанням зворотної напруги одночасно зростає і зворотний струм (рис. 1.6, б).

Протяжність реального p - n -переходу також не нескінченна. Поверхня напівпровідникового кристалу характеризується порушенням кристалічної ґратки і різними забрудненнями, що обумовлює рекомбінаційно-генераційні процеси на поверхні p - n -переходу і приводить до появи додаткового струму — струму витоку $I_{\text{вит}}$. Таким чином, зворотний струм реального діода

$$I_{\text{зв}} = I_0 + I_{\text{ген}} + I_{\text{вит}}.$$

При порушеннях технологічного процесу, коли з'являється можливість попадання різних забруднень на поверхню напівпровідникового діода, струм витоку може складати основну частину зворотного струму діода, значно перевищуючи струми $I_{\text{ген}}$ і I_0 , і навіть шунтувати p - n -перехід.

Відносна частка $I_{\text{ген}}$ і I_0 у зворотному струмі діода залежить від типу початкового напівпровідникового матеріалу. Так, для германію $(I_{\text{ген}}/I_0) \ll 1$. Для кремнію $(I_{\text{ген}}/I_0) \approx 1000$.

Струм $I_{\text{вит}}$ також залежить і від типу напівпровідникового матеріалу, який застосовується. Для германієвих діодів завжди $I_{\text{вит}} < I_{\text{ген}} + I_0$. Для деяких типів кремнієвих діодів навпаки $I_{\text{вит}} > I_{\text{ген}} + I_0$.

З урахуванням вищесказаного приблизно можна вважати, що для германієвих діодів $I_{\text{зв}} \approx I_0$, тобто зворотним струмом є тепловий струм, тому він у більшій мірі підданий температурним змінам і перевищує значення зворотних струмів кремнієвих діодів на декілька порядків. Для кремнієвих діодів $I_{\text{зв}} = I_{\text{ген}} + I_{\text{вит}}$.

Пряма вітка вольт-амперної характеристики реального діода (рис. 1.6, а, б) також відрізняється від вольт-амперної характеристики ідеального p - n -переходу. Це пояснюється тим, що вираз (1.2) не враховує впливу об'ємного опору бази $r_{\text{Б}}$ діода при великих рівнях інжекції, коли кількість неосновних для області бази носіїв заряду, що інжектуються, стає значно більше основних (у нашому випадку $p_n \gg n_n$).

Справді, концентрація основних носіїв заряду в області бази, як вже визначалося, значно менша, ніж в області емітера, що виявляється в істотній відмінності опорів цих областей ($r_{\text{Б}} \gg r_{\text{Е}}$). Значення $r_{\text{Б}}$ залежить від типу діода і може змінюватися від десятків часток до декількох десятків Ом. Наявність значного об'ємного опору бази призводить до нерівності значень напруг на виводах діода (U_a) та його електронно-дірковому переході ($U_{\text{БЕ}}$). Ця різниця тим більша, чим більше прямий струм діода, тому що $U_{\text{БЕ}} = U_a - I r_{\text{Б}}$. У той же час аналітичний вираз (1.2) для вольт-амперної характеристики ідеального p - n -переходу не враховує спад напруги в області бази, що дорівнює $I r_{\text{Б}}$, і розуміє під $U = U_a$ тільки значення $U_{\text{БЕ}}$. Якщо у вираз (1.2) підставити реальне значення $U_{\text{БЕ}}$ і знехтувати одиницею для великих рівнів інжекції, то одержимо рівняння, яке описує пряму вітку вольт-амперної характеристики реального діода

$$I = I_{\text{зв}} \{ \exp[(U_a - I r_{\text{Б}})/\phi_T] - 1 \}$$

або

$$U_a = [\phi_T \ln(I/I_{\text{зв}} + 1)] + I r_{\text{Б}}. \quad (*)$$

Для малих струмів вираз (*) має вигляд

$$U_a \approx \phi_T \ln(I/I_{\text{зв}} + 1).$$

При $I \gg I_{\text{зв}}$, що відповідає великим рівням інжекції, складовою, що включає $\ln(I/I_{\text{зв}})$, можна знехтувати. Тоді пряма вітка вольт-амперної характеристики описується лінійною залежністю $U_a = I r_{\text{Б}}$. Ця ділянка вольт-амперної характеристики називається омичною ділянкою прямої вітки.

Прямий струм діода також залежить від температури навколишнього середовища і збільшується з її підвищенням, хоча у значно меншій мірі, ніж зворотний струм.

Спад напруги на діоді U_a залежить від струму I , який протікає через нього, і має більше значення у діодів з малим $I_{\text{зв}}$. У кремнієвих діодів тепловий струм I_0 малий, тому початкова ділянка прямої вітки характеристики значно більш полого, ніж у германієвих (рис. 1.6, а, б). При збільшенні температури пряма вітка характеристики стає більш крутою, тому що зростає I_0 і зменшується опір бази. Спад напруги, що відповідає тому ж значенню прямого струму, при цьому зменшується, що оцінюється за допомогою температурного коефіцієнта напруги (ТКН)

$$\text{ТКН} = \Delta U_a / \Delta T. \quad (1.4)$$

ТКН показує, на скільки повинна змінитися напруга на p - n -переході

при зміні температури на 1°C при певному значенні прямого струму ($I = \text{const}$) (ТКН = $2,2 \text{ мВ/град}$).

Напівпровідниковий діод характеризується диференціальним (динамічним) і статичним опором, які визначаються за вольт-амперною характеристикою. Диференціальний опір у будь-якій точці прямої вітки характеристики

$$r_d = dU_a / dI \approx \Delta U_a / \Delta I = (m_U / m_I) \cdot \text{ctg} \beta, \quad (1.5)$$

де ΔU_a , ΔI_a — кінцеві прирости напруги і струму поблизу робочої точки;

m_U та m_I — масштаби по вісях напруги та струму;

β — кут нахилу між дотичною в робочій точці та віссю абсцис.

Статичний опір у будь-якій точці прямої вітки характеристики

$$r_{\text{ст}} = U_a / I_a. \quad (1.6)$$

У залежності від того, на якій ділянці вольт-амперної характеристики знаходиться робоча точка, значення $r_{\text{ст}}$ може бути менше, дорівнювати або більше значення r_d . Проте $r_{\text{ст}}$ завжди позитивне, у той час як r_d може бути і негативним (наприклад, у тунельного діода).

При роботі на високих частотах та в імпульсних режимах починає грати роль ємність діода C_d , яка вимірюється між виводами діода при заданих значеннях напруги і частоти. Ця ємність включає ємність переходу $C_{\text{пер}}$, яка утворена дифузійною ($C_{\text{диф}}$), бар'єрною (зарядною) C_b ємностями, і ємність корпусу діода (C_k)

$$C_d = C_{\text{диф}} + C_b + C_k. \quad (1.7)$$

Як було сказано вище, значення ємності діода C_d визначається режимом його роботи. При прямій напрузі $C_d = C_{\text{диф}} + C_k$, при зворотній напрузі $C_d = C_b + C_k$.

З урахуванням розглянутих опорів і ємностей частотні властивості діода можна аналізувати за допомогою його еквівалентної схеми, яка наведена на рис. 1.7, де $r_{\text{пер}}$ — опір p - n -переходу. При прямому зміщенні переходу $r_{\text{пер}}$ складає десятки частки ома і тому шунтуючою дією дифузійної ємності можна знехтувати.

Сукупність усіх цих елементів схеми утворює загальний опір діода у комплексній формі

$$Z_d = R_d + jX_d.$$

Частотні властивості діода багато в чому визначаються процесами накопичення і розсмоктування неосновних носіїв заряду в об-

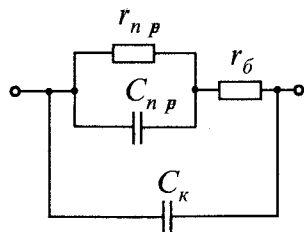


Рис. 1.7

ласті бази. Тому з точки зору підвищення швидкодії діод повинен виготовлятися так, щоб по можливості прискорити процеси зміни об'ємного заряду неосновних носіїв в області бази або зовсім виключити їх. Останнього можна добитися при використанні випрямного переходу Шоткі. Діоди Шоткі володіють більшою швидкістю, ніж діоди з p - n -переходом.

Крім того, діоди Шоткі відрізняються від діодів з p - n -переходом меншим прямим спадом напруги через меншу висоту потенційного бар'єра для основних носіїв і більшу допустиму густину струму, що пов'язано з хорошим тепловідводом. Це надає перевагу діодам Шоткі при використанні у колах з високою частотою. Треба також відмітити, що пряма вітка вольт-амперної характеристики діода Шоткі через менший опір ближче до реальної.

Розглянемо деякі типи діодів, які широко застосовуються на практиці.

Випрямні діоди використовують вентильні властивості p - n -переходу і застосовуються для перетворення змінного струму в постійний. Крім цього, випрямні діоди широко використовують у схемах керування та комутації, для обмеження паразитних викидів напруг у колах з індуктивними елементами, як елементи розв'язки в електричних колах та ін.

У залежності від початкового напівпровідникового матеріалу діоди підрозділяють на: германієві, кремнієві і арсенід-галієві. Германієві випрямні діоди можуть бути використані при температурах, що не перевищують $70-80^\circ\text{C}$, кремнієві — до $120-150^\circ\text{C}$, арсенід-галієві — до 150°C .

Випрямний діод являє собою електронний ключ, який керується прикладеною до нього напругою. При прямій напрузі ключ замкнений (відкритий), при зворотній — вимкнений (закритий). Однак в обох випадках цей ключ не є ідеальним. Якщо подати пряму напругу на ключ, він замкнеться (відкриється) і напруга на навантаженні буде нижче вхідної на величину спаду напруги $U_{\text{пр}}$ на відкритому діоді.

Для випрямних діодів характерно, що вони мають малий опір у відкритому стані та дозволяють пропускати великі струми. Їх бар'єрна ємність велика, тому що вони мають великі площі p - n -переходу, і досягає значень десятків пікофарад.

Основними параметрами випрямних діодів, що характеризують їх роботу у випрямних схемах, є: середнє за період значення прямого струму $I_{\text{пр ср}}$, який може тривалий час протікати через діод при допустимому його нагріванні; середнє за період значення прямої напруги $U_{\text{пр ср}}$ при заданому середньому значенні прямого струму; максимально допустима зворотна напруга $U_{\text{зв max}}$, яку довгочасно витримує діод

(вона дорівнює $0,7 \div 0,8$ від напруги пробою p - n -переходу); середнє за період значення зворотного струму $I_{зв\text{ ср}}$ при заданому значенні зворотної напруги $U_{зв}$; гранична частота f_{max} діапазону, в межах якого струм діода не зменшується нижче заданого значення.

Випрямні діоди за потужністю підрозділяють на: діоди малої потужності ($I_{\text{пр ср max}} \leq 0,3 \text{ A}$); середньої потужності ($0,3 \text{ A} < I_{\text{пр ср max}} \leq 10 \text{ A}$) і великої потужності ($I_{\text{пр ср max}} > 10 \text{ A}$).

По частоті випрямні діоди підрозділяють на: низькочастотні ($f_{\text{max}} < 10^5 \text{ Гц}$) високочастотні ($f_{\text{max}} > 10^5 \text{ Гц}$).

Серед потужних діодів велике розповсюдження знайшли лавинні діоди. Завдяки особливій технології, яка забезпечує виготовлення майже однорідного за властивостями p - n -переходу, і виключенню струму витоку по краю напівпровідникової структури зворотний струм у лавинних діодах тече через усю поверхню переходу з однаковою густиною. При цьому перегрів кристалу виявляється меншим і вірогідність теплового пробою різко знижується. Це значно підвищує надійність роботи діодів.

На практиці дуже часто застосовують групове вмикання діодів. При послідовному і паралельному з'єднаннях діодів через розбіжності їх

вольт-амперних характеристик виникають неоднакові розподіли напруг або струмів між окремими діодами. На рис. 1.8 показані схеми: послідовного (рис. 1.8, а) і паралельного (рис. 1.8, б) з'єднання двох діодів. Там же показані прямі (рис. 1.8, в) і зворотні (рис. 1.8, г) вітки вольт-амперних характеристик з'єднаних діодів. Згідно наведеним вольт-амперним характеристикам при послідовному з'єднанні діодів зворотна напруга $U_{зв}$, яка прикладена до них при однаковому зворотному струмі $I_{зв}$, розподіляється між діодами неоднаково: до діода VD1 прикладена напруга $U_{зв1}$, а до діода VD2 — напруга $U_{зв2}$ (рис. 1.8, в). При паралельному з'єднанні діодів загальний струм $I_{\text{пр}}$, який протікає у колі, при однаковому прямому спаді напруги $U_{\text{пр}}$ розподіляється між діодами неоднаково: через діод VD1 протікає струм $I_{\text{пр1}}$, а через діод VD2 — струм $I_{\text{пр2}}$ (рис. 1.8, г). Для виключення виходу з ладу діодів через перевантаження по струму або напрузі приймають спеціальні заходи по зрівнянню вказаних параметрів між окремими діодами. При послідовному з'єднанні діодів для зрівняння напруг звичайно використовують резистори, які вмикаються паралельно діодам, а при паралельному з'єднанні — індуктивні подільники різних типів.

Високочастотні діоди — це напівпровідникові прилади універсального призначення. Їх застосовують у тих самих електронних пристроях, що й випрямні діоди, однак при меншому електричному навантаженні. Одним з основних параметрів високочастотних діодів є ємність діода $C_d \leq 1 \text{ нФ}$. Інші параметри високочастотних діодів такі самі, як у випрямних.

У діапазоні підвищених частот необхідно враховувати інерційність діода, пов'язану з накопиченням заряду в області бази і емітера поблизу p - n -переходу. Інерційність діода, а також ємність на дуже високих частотах роблять сумірними амплітуди прямого і зворотного струмів робочих сигналів і діод втрачає властивості односторонньої провідності.

Імпульсні діоди — це напівпровідникові діоди, які мають малу тривалість перехідних процесів і які використовують як ключові елементи в пристроях імпульсної техніки.

Імпульсні діоди, як і випрямні, характеризуються статичними параметрами $I_{\text{пр ср}}$, $I_{зв\text{ ср}}$, $I_{\text{пр max}}$, $U_{\text{пр max}}$, $U_{зв\text{ max}}$, C_d .

Після вмикання прямого струму $I_{\text{пр}}$ у базі діода поблизу p - n -переходу виникає надлишкова концентрація неосновних носіїв заряду, в результаті чого збільшується прямий опір діода і напруга на діоді $U_{\text{пр max}}$ перевищує усталену напругу $U_{\text{пр уст}}$. Оскільки надлишковий нерівноважний заряд у базі розсмоктується за час, що не менший за час життя неосновних носіїв заряду (час, протягом якого концентрація

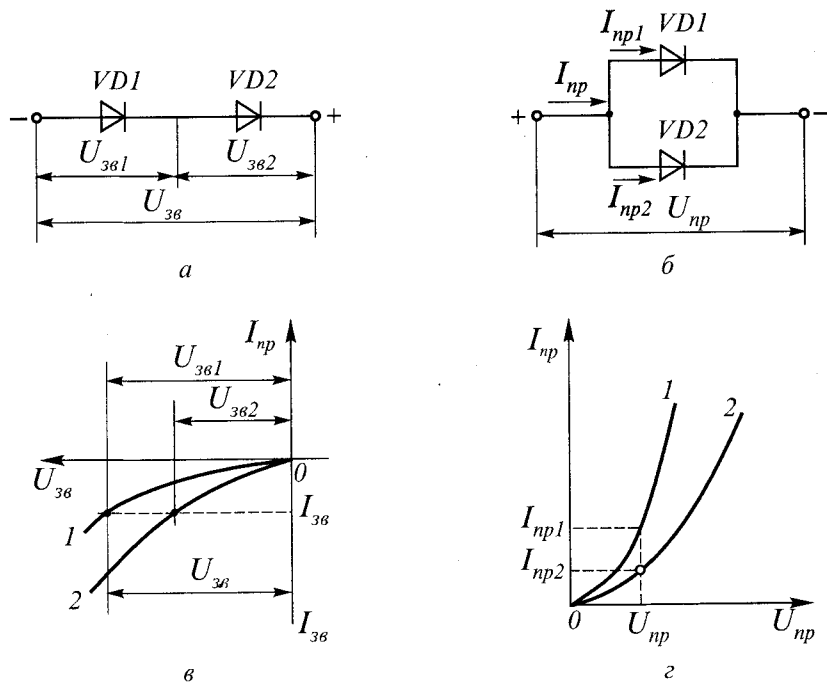


Рис. 1.8

нерівноважних носіїв заряду зменшується в e раз), то напруга на діоді знижується до $U_{\text{пруст}}$ за кінцевий інтервал часу, який називають часом встановлення прямої напруги (опору) $t_{\text{вст}}$.

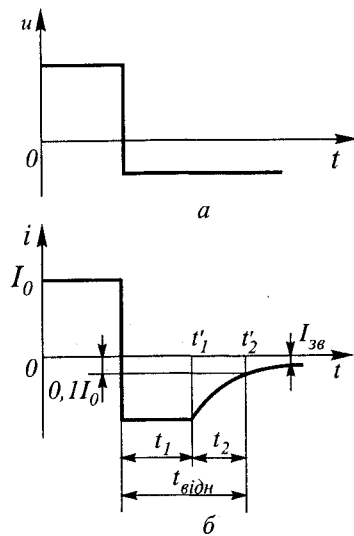


Рис. 1.9

Якщо пряму напругу на діоді змінити на зворотну (рис. 1.9), то зворотний струм різко зростає за рахунок того, що накопичені в базі при протіканні прямого струму дірки втягуються полем p - n -переходу назад в емітер. Після зміни полярності напруги в деякий проміжок часу t_1 зворотний струм змінюється мало (рис. 1.9, б) і обмежений тільки зовнішнім опором кола. При цьому заряд неосновних носіїв, накопичених при інжекції у базі діода, розсмоктується. Коли мине час t_1 , концентрація неосновних носіїв заряду на межі переходу досягає рівноважного стану, але в глибині бази ще існує нерівноважний заряд. З цього часу зворотний струм діода зменшується до свого статичного значення.

Зміна його припиниться в момент повного розсмоктування заряду, накопиченого в базі. Проміжок часу з моменту припинення прямого струму до моменту, коли зворотний струм досягає свого встановленого значення (порядку $0,1 I_0$, де I_0 — струм при прямій напрузі), називають часом відновлення зворотного опору (струму) діода $t_{\text{відн}}$.

У швидкодіючих імпульсних колах широко застосовуються діоди Шоткі. **Надвисокочастотні діоди (НВЧ-діоди)** — це напівпровідникові діоди, які призначені для перетворення і обробки надвисокочастотних сигналів (до десятків і сотен гігагерц). НВЧ-діоди широко застосовуються в пристроях генерації і підсилення електромагнітних коливань НВЧ діапазону, помноження частоти, модуляції, регулювання і обмеження сигналів та ін. Типовими представниками цієї групи діодів є змішувальні (одержання сигналу суми або різниці двох частот), детекторні (виділення постійної складової НВЧ сигналу) і перемикаючі (керування рівнем потужності надвисокочастотного сигналу).

Стабілітрони (опорні діоди) призначені для стабілізації рівня напруги. Їх робота базується на використанні явища електричного пробію p - n -переходу при включенні діода у зворотному напрямку. На рис. 1.10, а показані вольт-амперні характеристики стабілітрона при

різних температурах навколишнього середовища, а також умовне позначення (б) і його включення в схему стабілізації постійної напруги (в).

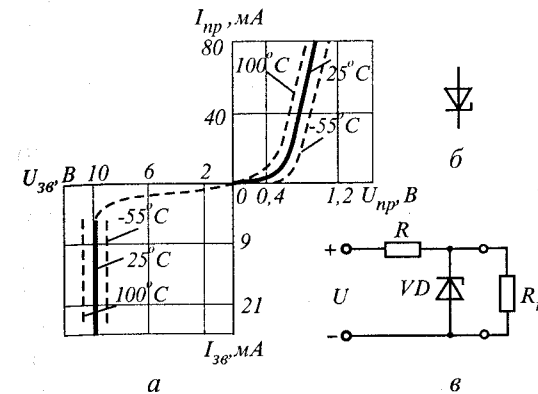


Рис. 1.10

Стабілітрони виготовляють, як правило, з кремнію. При використанні високолегованого кремнію (висока концентрація домішок, а, отже, і вільних носіїв заряду) напруга стабілізації знижується, а із зменшення міри легування кремнію — підвищується. Напруга стабілізації лежить у межах від 3 до 180 В.

Як видно з рис. 1.10, а, при підвищенні зворотної напруги відбувається лавинний пробій p - n -переходу. При цьому спостерігається різке зростання зворотного струму при майже незмінному рівні зворотної напруги. Якщо зворотний струм через стабілітрон не перевищує значення $I_{\text{ст max}}$, то електричний пробій не переходить у тепловий і діод не псується.

Стабілітрони характеризуються такими основними параметрами: $U_{\text{ст}}$ — напруга стабілізації при протіканні заданого струму стабілізації; $I_{\text{ст min}}$, $I_{\text{ст max}}$ — мінімальне і максимальне значення постійних струмів на ділянці стабілізації; P_{max} — максимальна потужність розсіювання; диференціальний опір, який визначається при заданому струмі на ділянці стабілізації як $r_{\text{диф}} = \frac{\partial U_{\text{ст}}}{\partial I_{\text{ст}}}$;

температурний коефіцієнт напруги стабілізації $\alpha_T = \left[\frac{\Delta U_{\text{ст}}}{U_{\text{ст ном}} \Delta T} \right] \cdot 100\%$, де $\Delta U_{\text{ст}}$ — відхилення напруги $U_{\text{ст}}$ від номінального значення $U_{\text{ст ном}}$ при зміні температури в інтервалі ΔT .

Включення стабілітронів у схему стабілізації вихідної напруги показано на рис. 1.10, в. При збільшенні напруги живлення збільшується струм через стабілітрон і резистор R ($R_{\text{н}} = \text{const}$), напруга на стабілітроні і навантаженні $U_{\text{вих}}$ залишається незмінною, а надлишок вхідної напруги виділяється на R . Із зміною опору $R_{\text{н}}$ струм, що протікає через опір R , залишається незмінним, але змінюється розподіл струмів між стабілітроном і навантаженням, а напруга $U_{\text{вих}}$, як і раніше зберігається незмінною.

Параметри кола стабілізації напруги вибирають так, щоб задовольнялись наступні очевидні нерівності

$$I_{\text{ст min}} \leq \frac{U_{\text{вх min}} - U_{\text{ст}}}{R} - I_{\text{н max}}, \quad (1.8)$$

$$I_{\text{ст max}} \geq \frac{U_{\text{вх max}} - U_{\text{ст}}}{R} - I_{\text{н min}}, \quad (1.9)$$

де $U_{\text{вх max}}$, $U_{\text{вх min}}$ — максимальна і мінімальна напруги джерела живлення; $I_{\text{н max}}$, $I_{\text{н min}}$ — максимальний і мінімальний струми навантаження, які беруть відповідно при $R_{\text{н min}}$ і $R_{\text{н max}}$.

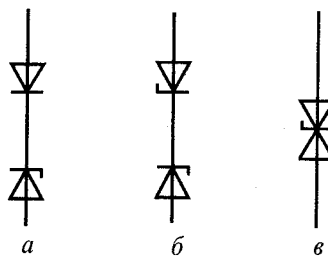


Рис. 1.11

Для зменшення температурного коефіцієнта напруги стабілізації послідовно із стабілітроном включають додатковий діод (рис. 1.11, а). При цьому вид вольт-амперної характеристики (рис. 1.10, а) при прямій напрузі U не змінюється і ця ділянка представляє зворотну вітку характеристики діода. На відміну від вищерозглянутого такий компенсований стабілітрон практично не змінює параметри напруги.

При необхідності забезпечити стабілізацію двополярних напруг стабілітрони включають послідовно (рис. 1.11, б). Для стабілізації і обмеження двополярних напруг промисловістю випускаються двоанодні стабілітрони (рис. 1.11, в).

Для стабілізації невеликих значень напруги ($U_{\text{ст}} \leq 1\text{В}$) використовують пряму вітку вольт-амперної характеристики діодів, а діоди при цьому називають стабісторами.

Варикап — це напівпровідниковий діод, дія якого засновується на використанні залежності бар'єрної (зарядної) ємності від значення прикладеної напруги. Це дозволяє застосовувати варикап як елемент з електрично керованою ємністю.

Основною характеристикою варикапа є вольт-фарадна характеристика (рис. 1.12, а) — $C_B = f(U_{\text{зв}})$.

Основними параметрами варикапа є: C_B — ємність, яка замі-

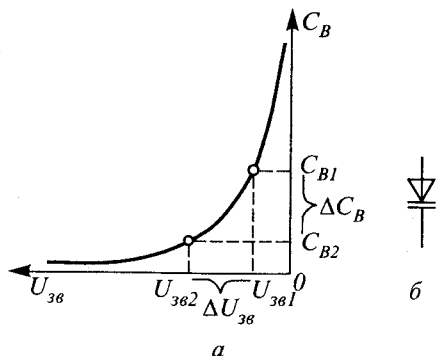


Рис. 1.12

рюється між виводами варикапа при заданій зворотній напрузі; K_c — коефіцієнт перекриття по ємності, який використовується для оцінки залежності $C_B = f(U_{\text{зв}})$ і дорівнює відношенню ємності варикапа при двох заданих значеннях зворотної напруги ($K_c = 2 \dots 20$).

Залежність параметрів варикапа від температури характеризується температурним коефіцієнтом ємності (ТКЄ) $\alpha_{C_B} = \frac{\Delta C_B}{C_B \Delta T}$.

Умовне графічне зображення варикапа приведені на рис. 1.12, б.

Тунельний діод — це напівпровідниковий діод, на вольт-амперній характеристиці якого є ділянка з негативним диференціальним опором (ділянка 1—2 на рис. 1.13, а). Наявність його пояснюється тим, що при дуже малих товщинах запірного слою (10 нм і менше) спостерігається тунельний перехід зарядів із валентної зони в зону провідності. В залежності від функціонального призначення тунельні діоди умовно підрозділяються на підсилюючі, генераторні, перемикаючі. Область їх застосування в теперішній час обмежена через більшу ефективність, яку дають інші напівпровідникові компоненти.

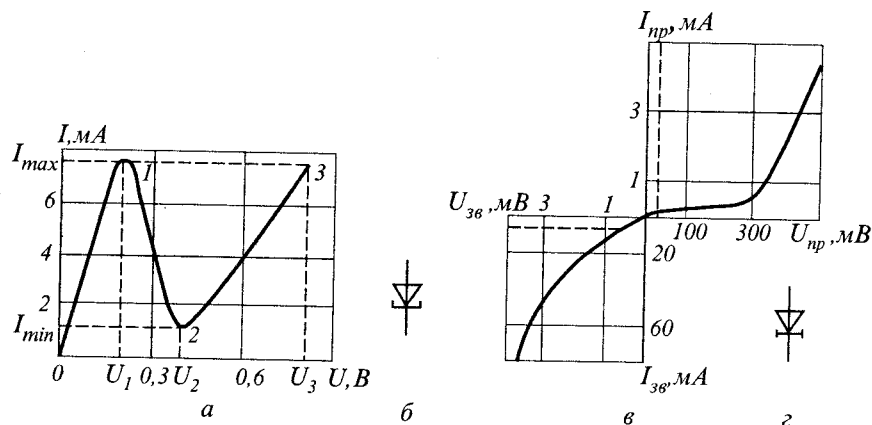


Рис. 1.13

Обернені діоди являють собою різновид тунельних і характеризуються тим, що замість ділянки з негативним диференціальним опором у них на вольт-амперній характеристиці є практично горизонтальна ділянка (рис. 1.13, в). У цих діодах пряму вітку характеристики можна вважати зворотною. Обернений діод має значно меншу пряму напругу, ніж звичайні діоди, і може бути застосований для випрямлення прямих напруг. Значення зворотних напруг також малі.

Умовні позначення тунельного та оберненого діодів показані відповідно на рис. 1.13, б, г.

Діоди, що призначені для генерування шумів, складають окрему групу напівпровідникових приладів, так званих **генераторів шуму**. З виду вольт-амперних характеристик і схеми включення вони практично не відрізняються від стабілітронів. Режим їх роботи вибирається так, щоб зворотний струм (струм пробою) був менший, ніж $I_{ст\ min}$. При малих струмах параметри напруги пробою нестабільні, в результаті чого виникають її коливання, які відбуваються випадковим чином (генерується напруга шумів). Спектр частот їх досить широкий (до 3,5 МГц).

Діоди Гана засновані на використанні такого ж за назвою фізичного явища генерації високочастотних коливань електричного струму в напівпровіднику. Це наслідок того, що у деяких напівпровідникових матеріалів на вольт-амперній характеристиці є ділянка з негативним диференціальним опором, аналогічна характеристиці, що показана на рис. 1.13, а. При створенні у такому матеріалі електричного поля певної напруженості виникають коливання електричного поля. Частота їх визначається параметрами самого діода, а не параметрами зовнішньої резонансної системи, як це має місце, наприклад, в генераторах, виконаних на тунельних діодах.

Маркування напівпровідникових діодів передбачає шість символів. Перший символ — літера (для приладів загального застосування) або цифра (для приладів спеціального призначення), що вказує вихідний напівпровідниковий матеріал, з якого виготовлений діод: *Г(1)* — германій, *К(2)* — кремній; *А(3)* — арсенід галію. Другий символ — літера, яка позначає підклас діода: *Д* — випрямні, високочастотні (універсальні) і імпульсні діоди; *В* — варикапи; *С* — стабілітрони і стабістори; *Л* — світлодіоди. Третій символ — цифра, що вказує призначення діода (у стабілітрона — потужність розсіяння): наприклад, 1, 2 — випрямні, 3 — магнітодіоди, 4 — універсальні і т. п. Четвертий і п'ятий символи — двозначне число, що вказує порядковий номер розробки (у стабілітронів — номінальна напруга стабілізації). Шостий символ — літера, що означає параметричну групу приладу (у стабілітронів — послідовність розробки).

Приклади маркування діодів:

ГД412А — германієвий (Г), діод (Д), універсальний (4), номер розробки 12, група А; КС196В — кремнієвий (К), стабілітрон (С), потужність розсіяння не більше 0,3 Вт (1), номінальна напруга стабілізації 9,6 В (96), третя розробка (В).

Для напівпровідникових діодів з малими розмірами корпусу використовується кольорове маркування у вигляді міток, що наносять на корпус приладу.

Основні відомості про конструктивне виконання і параметри силових діодів містяться в його позначенні. Так, наприклад, в умовному позначенні діода Д161-200-5-1,25-1,35 літера Д відповідає виду приладу (якщо діод має лавинну ВАХ у зоні зворотної напруги, то до літери Д додається літера Л), а цифри 161 вказують на певні конструктивні ознаки. Інші цифрові позначення вказують на те, що максимально допустимий середній прямий струм 200 А, максимальна зворотна напруга 500 В (5-й клас приладу по напрузі), межа зміни імпульсної прямої напруги від 1,25 В до 1,35 В. Інформація про значення прямої напруги є важливою для діодів, призначених для паралельної роботи. Для діодів з нормованим значенням часу зворотного відновлення (частотних або діодів, що швидко відновлюються) в позначенні додається літера Ч і вказується група, що відповідає конкретному часу відновлення. Наприклад, позначення ДЧ161-200-5-2 на відміну від Д161-200-5 свідчить про те, що діод нормований не тільки за струмом (200 А) і класом зворотної напруги (500 В), але й має гарантований час зворотного відновлення не більше, ніж 4 мкс, що відповідає групі 2.

1.4. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ (BPT—Bipolar Power Transistor)

Біполярний транзистор — це напівпровідниковий прилад з двома взаємодіючими випрямними переходами і трьома (чи більш) виводами, підсилюючі властивості якого обумовлені явищами інжекції і екстракції (витягування) неосновних носіїв заряду. Роль випрямного електричного переходу (як і в діоді) виконує *p-n*-перехід. У біполярному транзисторі використовуються водночас два типи носіїв заряду — електрони і дірки (звідси і назва — біполярний). Переходи транзистора утворені трьома областями напівпровідника з різного виду провідностями. В залежності від характеру електропровідності зовнішніх шарів розрізняють транзистори типу *p-n-p* (рис. 1.14, а) і *n-p-n* (рис. 1.14, в). Умовні позначення транзисторів цих типів показані відповідно на рис. 1.14, б, г.

Внутрішню область монокристалу транзистора, що розділяє *p-n*-переходи, називають базою (Б). Зовнішній шар монокристала, що призначений для інжектування (впровадження) носіїв заряду в базу, називають емітером (Е), а *p-n*-перехід П1, що примикає до емітера, — емітерним. Інший зовнішній шар, екстрагуючий носії заряду з бази, називають колектором (К), а перехід П2 — колекторним. Змінюючи напругу між базою та емітером, можна керувати густиною струму інжекції, а отже, і екстракції.

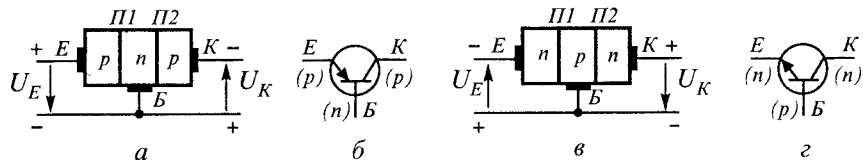


Рис. 1.14

Робота біполярного транзистора базується на взаємодії двох p - n -переходів; це забезпечується тим, що товщина b середньої області транзистора (бази) вибирається менше довжини вільного пробігу L (дифузійної довжини) носіїв заряду в цій області (звичайно $b \ll L$).

Принцип роботи біполярного транзистора розглянемо на прикладі транзистора n - p - n -типу, для якого концентрація основних носіїв в n -області істотно вища, ніж у p -області, тобто справедлива нерівність $n_n \gg p_p$.

При роботі транзистора в схемі із загальною базою (рис. 1.15, а) на емітер відносно бази через опір R_E подається негативна напруга. Емітерний перехід буде прямо зміщений і з емітера в базу відбувається інжекція електронів. За рахунок інжекції електронів (інжекцією дірок з області бази в емітерну область нехтуємо) між емітером і базою проходить емітерний струм I_E , який визначається величиною прикладеної напруги, процесами в емітерному переході і опором кола емітера. Інкеровані електрони частково рекомбінують з основними для даної області носіями заряду — дірками, утворюючи струм бази I'_B (див. рис. 1.15, а). Рівень рекомбінації обмежується малим вмістом основних носіїв у матеріалі бази. Інша частина інжерованих електронів за рахунок різниці концентрації дифундують у напрямі до колектора.

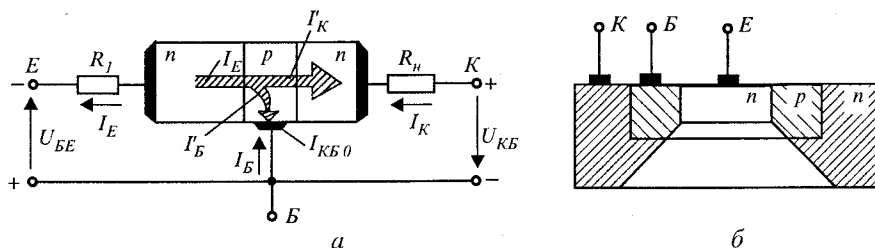


Рис. 1.15

До колектора відносно бази подається позитивна напруга. Колекторний перехід зворотно зміщений і струм через нього може проходити тільки за рахунок неосновних носіїв. При необхідному рівні інжекції

електронів через емітерний перехід у базу забезпечуються умови для створення спрямованого руху електронів з бази в колектор через зворотно зміщений колекторний перехід. Рух електронів у базі відбувається спершу за рахунок дифузії при різних їх концентрації по довжині бази і потім під дією прискорюючого, досить сильного поля колекторного переходу. Екстракція (витяжка) електронів з бази через колекторний перехід створює колекторний струм I'_K . Зменшення потоку електронів через колекторний перехід (а, отже, і колекторного струму) в порівнянні з потоком дірок через емітерний перехід можна урахувати наступним співвідношенням

$$I'_K = \alpha I_E, \quad (1.10)$$

де $\alpha = (\Delta I_K / \Delta I_E)_{U_{KE} = \text{const}} = I_K / I_E$ — коефіцієнт передачі струму біполярного транзистора в схемі з загальною базою, який у сучасних транзисторах досягає значення 0,95...0,99 і більше, не перевищуючи, однак, одиниці.

Через колекторний перехід, ввімкнений у зворотному напрямку, тече зворотний струм I_{KB0} , утворений потоком із n - в p -область неосновних для колекторної області носіїв заряду — дірок p_n , який разом із струмом I'_K утворює вихідний струм транзистора

$$I_K = I'_K + I_{KB0} \quad (1.11)$$

і струм у базовому виводі

$$I_B = I'_B - I_{KB0}.$$

З урахуванням (1.10) рівняння (1.11) прийме вигляд

$$I_B = \alpha I_E + I_{KB0}. \quad (1.12)$$

Враховуючи, що $I_E \gg I_{KB0}$, на практиці можна використовувати співвідношення

$$I_K \approx \alpha I_E. \quad (1.13)$$

Як видно з рис. 1.15, а зв'язок між струмами транзистора у відповідності з першим законом Кірхгофа визначається співвідношенням

$$I_B = I_E - I_K = I_K / \alpha - I_K = \left[\frac{(1 - \alpha)}{\alpha} \right] \cdot I_K. \quad (1.14)$$

З виразу (1.14) можна знайти коефіцієнт передачі струму бази

$$\beta = I_K / I_B = \alpha / (1 - \alpha). \quad (1.15)$$

Враховуючи наведені раніше значення α , стає очевидним, що $\beta \gg 1$.

З виразів (1.13) і (1.15) виходить, що транзистор являє собою керований елемент, оскільки значення його колекторного струму I_K залежить від значень струмів емітера I_E і бази I_B . При цьому значення струму I_K істотно залежить від ефективності взаємодії двох p - n -переходів, яка в свою чергу забезпечується співвідношенням $b \ll L$, що дозволяє зменшити рекомбінацію інжектованих в область бази неосновних носіїв заряду.

Зменшенню рекомбінації інжектованих у область бази носіїв заряду (а, отже, підвищенню ефективності взаємодії двох p - n -переходів) сприяє також значно менша концентрація основних носіїв заряду в області бази у порівнянні з їх концентрацією в емітерній області.

Один з найбільш розповсюджених на практиці варіантів реальної структури біполярного транзистора показаний на рис. 1.15, б. Як видно з рисунку, кожен з переходів має донну і бокові частини. Робоча (активна) область транзистора розташована під донною частиною емітерного переходу (на рис. 1.15, б ця область не заштрихована). Інші (заштриховані) області структури є пасивними, тобто в певній мірі паразитними. Їх наявність неминуча і пояснюється особливостями технологічного процесу виготовлення структури біполярного транзистора у напівпровідниковій пластині. Пасивні ділянки можна в першому наближенні моделювати в еквівалентній схемі транзистора резисторами, підключеними до робочих шарів бази і колектора.

Основні властивості транзистора визначаються процесами в базі. Якщо концентрація домішок по всьому об'єму базового шару однакова, тобто база однорідна, то рух носіїв заряду в ній (при відсутності зовнішньої напруги) носить чисто дифузійний характер. Якщо ж база неоднорідна, то за рахунок утвореного в ній внутрішнього електричного поля рух носіїв буде комбінованим: дифузія поєднується з дрейфом носіїв заряду в цьому полі. Транзистори з однорідною базою називають дифузійними, з неоднорідною — дрейфовими. Останні володіють кращими частотними властивостями і отримали найбільше розповсюдження.

Опір зворотно зміщеного колекторного переходу (при підключенні до нього зворотної напруги) дуже великий (декілька мегаом). Тому в коло колектора можна вмикати навантажувальні резистори з надто великими опорами, не змінюючи значення колекторного струму. Відповідно в колі навантаження буде виділятися значна потужність. Опір прямо зміщеного емітерного переходу, навпаки, надто малий (десятки Ом). Тому при майже однакових значеннях емітерного і колекторного

струмів потужність, що споживається в колі емітера, виявляється істотно менше потужності, яка виділяється у колі навантаження. Це свідчить про те, що транзистор є напівпровідниковим приладом, який підсилює потужність.

З іншого боку, малі значення вхідної напруги (пряме зміщення емітерного переходу складає десятки частки вольт) і великі значення вихідної напруги (зворотне зміщення колекторного переходу складає десятки вольт) свідчать про те, що цей керований нелінійний елемент може застосовуватися для підсилення напруги.

Режими роботи. Кожний перехід біполярного транзистора можна включити або в пряму, або в зворотному напрямку. В залежності від цього розрізняють наступні чотири режими роботи транзистора.

Нормальний або активний режим — на емітерний перехід подана пряма напруга, а на колекторний — зворотна. Саме цей режим роботи транзистора, як можна бачити з рис. 1.15, а, відповідає максимальному значенню коефіцієнта передачі струму емітера. До того ж він забезпечує мінімальні спотворення сигналу, що підсилюється.

Інверсний режим — до колекторного переходу подана пряма напруга, а до емітерного — зворотна. Виходячи з реальної структури біполярного транзистора (див. рис. 1.15, б), інверсний режим роботи приводить до значного зменшення коефіцієнта передачі струму емітера в порівнянні з роботою транзистора в нормальному режимі (якщо урахувати при цьому крім реальної структури також більш слабе легування колекторного шару в порівнянні з емітерним при виготовленні транзисторних структур) і тому на практиці застосовується дуже рідко.

Насичення, або подвійної інжекції — обидва переходи (емітерний і колекторний) знаходяться під прямою напругою. Вихідний струм у цьому випадку не залежить від вхідного і визначається тільки параметрами навантаження. Через малу напругу між выводами колектора і емітера режим насичення використовується для замикання кіл передачі сигналу.

Режим відсічки — до обох переходів підводять зворотні напруги. Через те що вихідний струм транзистора в режимі відсічки практично дорівнює нулю, цей режим використовується для розмикання кіл передачі сигналів.

Основним режимом роботи біполярного транзистора в аналогових електричних пристроях є нормальний режим. Режими насичення і відсічки звичайно застосовуються разом для здійснення комутації як силових, так і інформаційних кіл.

Схеми вмикання і основні параметри. Біполярний транзистор може бути представлений як активний чотириполюсник. Залежно від того,

який з трьох виводів транзистора є загальним для входу і виходу чотириполюсника, розрізняють три схеми вмикання транзисторів: із спільною базою (СБ), із спільним емітером (СЕ) і спільним колектором (СК) (рис. 1.16).

Схеми СЕ (рис. 1.16, а, б) використовуються найбільш часто. Полярність зовнішнього джерела живлення залежить від типу транзистора (для *p-n-p* — рис. 1.16, а, для *n-p-n* — рис. 1.16, б). У випадку вмикання транзистора в схему СЕ вхідним струмом є струм бази, а вихідним — струм колектора. В схемі СБ вихідним струмом (як і в схемі СЕ) є струм колектора, а вхідним — струм емітера (див. рис. 1.15, а).

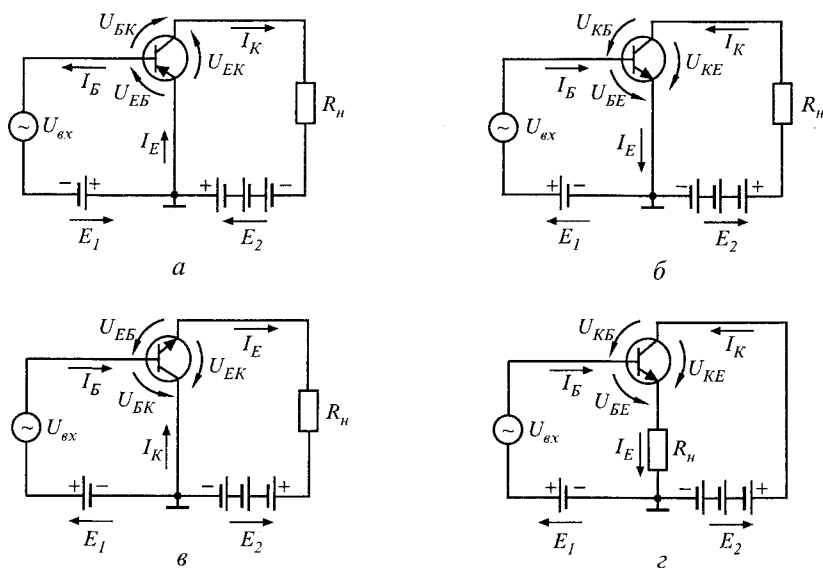


Рис. 1.16

Особливе місце з усіх схем вмикання транзистора займає схема СК, де вхідним струмом є струм бази, а вихідним — струм емітера (рис. 1.16, в, г). За аналогією з попередніми схемами вмикання *n-p-n*-транзистора схема СК має вигляд, приведений на рис. 1.16, в. Проте таке вмикання джерел E_B і E_K до виводів транзистора створює інверсний режим його роботи, що приводить, як вже відзначалось раніше, до значного зменшення значення коефіцієнта передачі струму емітера α (а отже, і β). Тому на практиці застосовують схему СК, приведену на рис. 1.16, г, яка забезпечує нормальний режим роботи *n-p-n*-транзистора і збереження струму бази — вхідним, а струму емітера — вихідним.

Через те що навантаження в схемі СК ввімкнене в емітерне коло, схему частіше називають схемою емітерного повторювача.

Основними параметрами, що характеризують транзистор як активний нелінійний чотириполюсник (при будь-якій схемі вмикання), є коефіцієнти підсилення:

$$\begin{aligned} \text{за струмом } K_I &= \Delta I_{\text{вих}} / \Delta I_{\text{вх}}; \\ \text{за напругою } K_U &= \Delta U_{\text{вих}} / \Delta U_{\text{вх}}; \\ \text{за потужністю } K_P &= K_I K_U = \Delta P_{\text{вих}} / \Delta P_{\text{вх}}; \end{aligned}$$

а також

$$\begin{aligned} \text{вхідний опір } R_{\text{вх}} &= U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}; \\ \text{вихідний опір } R_{\text{вих}} &= U_{\text{вих}} / I_{\text{вих}}. \end{aligned}$$

Нижче приводиться розрахунок вказаних параметрів транзистора для кожної схеми його вмикання.

В схемі СБ:

$$K_{IB} = \Delta I_K / \Delta I_E = \alpha;$$

$$R_{\text{вх Б}} = U_{\text{ЕБ}} / I_E,$$

де $R_{\text{вх Б}}$ — опір відкритого емітерного переходу, який дорівнює десяткам Ом;

$$K_{UB} = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{\Delta U_{\text{ЕБ}}} = \frac{\Delta I_K R_{\text{н}}}{\Delta I_B R_{\text{вх Б}}} = \alpha \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх Б}}},$$

де $K_{UB} \gg 1$, тому що $R_{\text{н}} \gg R_{\text{вх Б}}$.

Таким чином, схема СБ характеризується малим вхідним опором, відсутністю підсилення за струмом, великим підсиленням за напругою і потужністю.

В схемі СЕ:

$$K_{IE} = \Delta I_K / \Delta I_B = \beta;$$

$$R_{\text{вх Е}} = \frac{U_{\text{ЕБ}}}{\Delta I_B} = \frac{U_{\text{ЕБ}} I_E}{I_E \Delta I_B} = R_{\text{вх Б}} \frac{I_K + I_B}{I_B} = R_{\text{вх Б}} (\beta + 1);$$

$$K_{UE} = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{\Delta U_{\text{ЕБ}}} = \frac{\Delta I_K R_{\text{н}}}{\Delta I_B R_{\text{вх Е}}} = \beta \frac{R_{\text{н}}}{\beta \cdot R_{\text{вх Б}}} = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{вх Б}}},$$

де $K_{UE} \gg 1$, тому що $R_{\text{н}} \gg R_{\text{вх Б}}$.

Таким чином, схема СЕ має більший, ніж схема СБ вхідний опір і підсилює сигнал як за струмом, так і за напругою та потужністю.

В схемі СК:

$$K_{IK} = \frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} = \frac{\Delta I_K + \Delta I_B}{\Delta I_B} = \beta + 1,$$

тобто схема СК має $K_{IK} \gg 1$;

$$R_{BK} = \frac{U_{BK}}{I_B} = \frac{U_{EB} + U_H}{I_B} = \frac{U_{EB} I_E}{I_B I_E} + \frac{U_H}{I_B} = \frac{U_{EB}}{I_E} \frac{I_E}{I_B} + \frac{I_E R_H}{I_B} =$$

$$= R_{BK} (\beta + 1) + R_H (\beta + 1) = (R_H + R_{BK}) (\beta + 1);$$

$$K_{UK} = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_{BK}} = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_{EB} + \Delta U_H} = \frac{\Delta I_E R_H}{\Delta I_E R_{BK} + \Delta I_E R_H} = \frac{R_H}{R_{BK} + R_H},$$

тобто $K_{UK} \approx 1$.

Таким чином, схема з СК (схема емітерного повторювача) має значно більше значення вхідного опору, ніж будь-яка інша схема вмикання транзистора, і підсилює сигнал за струмом і потужністю. Велике значення вхідного опору схеми СК визначає широке застосування на практиці емітерного повторювача як узгоджувального пристрою між низькоомним навантаженням і високоомним джерелом сигналу.

Одержані значення параметрів транзистора для різних схем його вмикання наведені в табл. 1.1. Аналіз наведених даних свідчить про універсальність схеми СЕ (див. рис. 1.16, б), яка забезпечує підсилення транзистора як за струмом, так і за напругою. Цим пояснюється широке застосування цієї схеми вмикання транзистора у нелінійних колах.

Таблиця 1.1

Вид схеми	Струми		Напруга		Основні параметри			Примітка
	I_{BX}	I_{VIX}	U_{BX}	U_{VIX}	K_I	K_U	R_{BK}	
3 спільною базою	I_E	I_K	U_{EB}	U_H	α	$\alpha \frac{R_H}{R_{BK}}$	$\frac{U_{EB}}{I_E}$	$K_I < 1,$ $K_U > 1$
3 спільним емітером	I_B	I_K	U_{EB}	U_H	β	$\frac{R_H}{R_{BK}}$	$\frac{U_{EB}}{I_E} (\beta + 1)$	$K_I > 1,$ $K_U > 1$
3 спільним колектором	I_B	I_E	U_{KB}	U_H	$\beta + 1$	$\frac{R_H}{R_H + R_{BK}}$	$R_H (\beta + 1)$	$K_I > 1,$ $K_U < 1$

Кожна схема вмикання транзистора характеризується двома сім'ями статичних характеристик, які визначають співвідношення між струмами

в колах електродів транзистора і напругами, що прикладені до цих електродів. Такими характеристиками є: вхідні $I_{BX} = f(U_{BX})_{I_{VIX}=\text{const}}$, вихідні $I_{VIX} = f(U_{VIX})_{I_{BX}=\text{const}}$, передачі струму $I_{VIX} = f(I_{BX})_{U_{VIX}=\text{const}}$, зворотного зв'язку $U_{BX} = f(U_{VIX})_{I_{VIX}=\text{const}}$.

Лише перші дві характеристики є незалежними і звичайно використовуються на практиці. Вони можуть бути побудовані за даними розрахунку або експерименту для кожної схеми вмикання.

Статичні вхідні і вихідні характеристики біполярного транзистора *n-p-n* типу для схем вмикання СБ і СЕ показані відповідно на рис. 1.17, 1.18. Як видно з рисунків, вони мають явно виражений нелінійний характер. При цьому вхідні характеристики (рис. 1.17, а, 1.18, а) подібні прямій вітці вольт-амперної характеристики діода.

Із збільшенням напруги на базі вхідний струм експоненціально збільшується, переходячи в лінійну залежність при порівняно невеликому вхідному струмі. Збільшення позитивної напруги U_{KB} у схемі

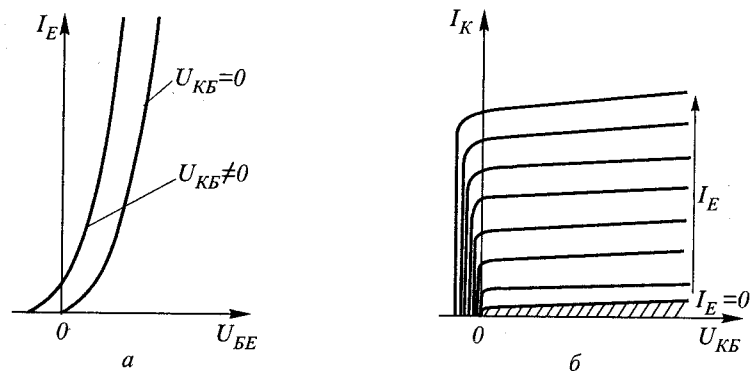


Рис. 1.17

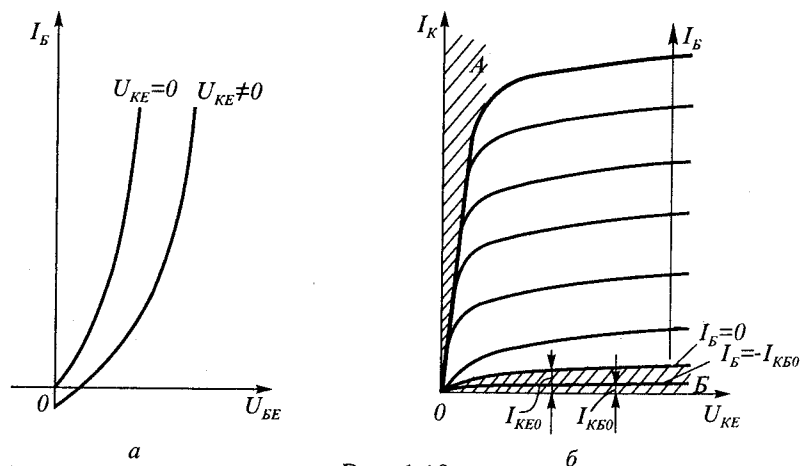


Рис. 1.18

СБ приводить до зміщення характеристики в область більших струмів, що свідчить про існування внутрішнього зворотного зв'язку за напругою між входом і виходом транзистора (рис. 1.17, а).

В схемі СЕ із збільшенням напруги U_{KE} характеристики зміщуються в область менших струмів.

Вихідні характеристики транзистора в схемі СБ $I_K = f(U_{KB})_{I_E = \text{const}}$ показані на рис. 1.17, б. Характеристика $I_K = f(U_{KB})_{I_E = 0}$ є характеристикою колекторного p - n -переходу, зміщеного у зворотному напрямку. При цьому $I_K = I_{KB0}$. Зі збільшенням струму емітера згідно з рівнянням (1.12) збільшується струм колектора, тому при $I_E > 0$ криві зміщуються вверх від характеристики $I_K = I_{KB0}$. Як видно з графіка, при $U_{KB} = 0$ струм I_K може досягати значної величини і практично не змінюється зі збільшенням U_{KB} . Це свідчить про дифузійний характер переміщення неосновних носіїв заряду через базу, що не залежить від електричного поля колектора, а не в наслідок дрейфу в електричному полі колектора. При $U_{KB} = U_{KB \text{ проб}}$ відбувається пробій колекторного переходу і колекторний струм різко зростає. Такий режим роботи є неприпустимим. На рис. 1.17, б бачимо дві області: активний режим ($U_{KB} < 0$, коли колекторний перехід зміщений у зворотному напрямку); режим насичення ($U_{KB} > 0$, коли колекторний перехід зміщений у прямому напрямку).

Для схеми СЕ струм колектора можна визначити з виразу (1.12), якщо підставити в нього значення струму $I_E = I_K + I_B$

$$I_K = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{I_{KB0}}{1-\alpha}. \quad (1.16)$$

Другий член у правій частині рівняння (1.16) являє собою зворотний тепловий струм колектор—емітер I_{KE0} при розімкненому колі бази ($I_B = 0$) аналогічно струму I_{KB0} у схемі СБ при $I_E = 0$, тобто

$$I_{KE0} = \frac{I_{KB0}}{1-\alpha} = I_{KB0} \left(1 + \frac{\alpha}{1-\alpha} \right) = I_{KB0} (1+\beta). \quad (1.17)$$

Загальний струм колектора з урахуванням (1.15) та (1.17) визначається з виразу (1.16)

$$I_K = \beta I_B + I_{KB0} (1+\beta) = \beta I_B + I_{KE0}. \quad (1.18)$$

Вихідні характеристики транзистора для схеми СЕ відображають залежність $I_K = f(U_{KE})_{I_E = \text{const}}$ (рис. 1.18, б) і описуються співвідношенням (1.18). При малих напругах на колекторі 0,2...0,3 В струм колектора не залежить від струму бази, а характеристики зливаються в одну

лінію (область насичення А). При $I_B = 0$ $I_K = I_{KE0}$. Із збільшенням вхідного струму бази згідно з рівнянням (1.18) збільшується струм колектора, тому при $I_B > 0$ криві зміщуються вверх від характеристик I_{KE0} . Як видно з графіка, струм I_K при $U_{KE} > 0,2...0,3$ В слабо зростає з підвищенням напруги U_{KE} . Це свідчить про дифузійний характер переміщення неосновних носіїв заряду через базу, що не залежить від електричного поля колектора. При $U_{KE} > U_{KE \text{ проб}}$ відбувається пробій колекторного переходу і колекторний струм різко зростає. Такий режим роботи транзистора є неприпустимим.

Коефіцієнти передачі емітерного і базового струмів збільшуються при підвищенні температури навколишнього середовища.

В схемі з спільним колектором (СК) (рис. 1.16, з) вхідним струмом, як і для схеми з СЕ, є струм бази I_B , а вихідним — струм емітера I_E .

Оскільки $I_E \approx I_K$, для графічного аналізу схеми СК використовують сім'ю статичних характеристик схеми СЕ.

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

Еквівалентні схеми транзистора підрозділяють на дві групи: еквівалентні схеми, побудовані з урахуванням фізичних властивостей транзистора, його структури і геометрії (моделі транзистора), і еквівалентні схеми, що відображають властивості транзистора як активного лінійного чотириполюсника (формальні еквівалентні схеми). Перші характеризуються фізичними (внутрішніми) параметрами транзистора, другі — параметрами транзистора як чотириполюсника (характеристичними параметрами).

Виходячи з того, що біполярний транзистор є сукупністю двох зустрічно ввімкнених взаємодіючих p - n -переходів, його можна зобразити у вигляді

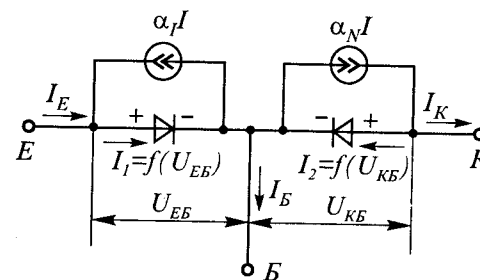


Рис. 1.19

еквівалентної схеми (фізичної моделі) на постійному струмі, показаної на рис. 1.19. Наведена модель є нелінійною фізичною моделлю біполярного транзистора і називається моделлю Еберса-Молла. Ця модель характеризує тільки активну область транзистора і не враховує його па-

сивну (паразитну) область. Відображення пасивної області бази і колектора за рахунок введення в еквівалентну схему відповідних резисторів сильно ускладнило б її використання, а сама схема утратила б свою наочність. Модель Еберса-Молла добре відображає оберненість транзистора — принципову рівноправність обох його переходів. Особливо яскраво це проявляється в режимі насичення (подвійної інжекції), коли на обох переходах діють прямі напруги. В такому режимі кожний перехід одночасно інjektує носії в базу і збирає носії, які дійшли від другого переходу. Струми інjektованих носіїв позначені через I_1 (вхідний струм) і I_2 (вихідний струм), а струми зібраних носіїв — через $\alpha_N I_1$ і $\alpha_I I_2$, де α_N і α_I — статичні коефіцієнти передачі струму відповідно при нормальному і інверсному ввімкненні транзистора. Струми, що збираються, в цій моделі позначені за допомогою джерел (генераторів) струму.

З рис. 1.19 видно, що

$$I_E = I_1 - \alpha_I I_2; \quad I_K = \alpha_N I_1 - I_2. \quad (1.19)$$

Емітерний і колекторний p - n -переходи транзистора аналогічні p - n -переходу діода. При роздільному підключенні напруги до кожного переходу їх вольт-амперна характеристика визначається так, як і у випадку діода. Проте, якщо до одного з p - n -переходів прикласти напругу, а виводи іншого p - n -переходу замкнуті між собою накоротко, то струм, протікаючий через p - n -перехід, до якого прикладена напруга, збільшиться через зміну розподілу неосновних носіїв зарядів у базі. Вираз (1.12) прийме вигляд

$$I_1 = I'_{ET} \left(e^{U_{EB}/\Phi_T} - 1 \right); \quad I_2 = I'_{KT} \left(e^{U_{KB}/\Phi_T} - 1 \right), \quad (1.20)$$

де I'_{ET} — тепловий струм емітерного p - n -переходу, виміряний при замкнених накоротко виводах бази і колектора; I'_{KT} — тепловий струм колекторного p - n -переходу, виміряний при замкнених накоротко виводах бази і емітера.

Зв'язок між тепловими струмами p - n -переходів I_{KT} , I_{ET} , ввімкнених окремо, і тепловими струмами I'_{KT} , I'_{ET} одержимо з (1.19) і (1.20). Нехай $I_E = 0$. Тоді $I_1 = \alpha_I I_2$. При $|-U_{KB}| \ll \Phi_T$ $I_2 = -I'_{KT}$. Підставляючи ці вирази в (1.19), для струму колектора одержимо $I_{KT} = I_{KT} / (1 - \alpha_N \alpha_I)$.

Відповідно для I'_{ET} маємо $I'_{ET} = I_{ET} / (1 - \alpha_N \alpha_I)$.

Струми колектора і емітера з урахуванням (1.20) мають вигляд

$$I_E = I'_{ET} \left(e^{U_{EB}/\Phi_T} - 1 \right) - \alpha_I I'_{KT} \left(e^{U_{KB}/\Phi_T} - 1 \right);$$

$$I_K = \alpha_N I'_{ET} \left(e^{U_{EB}/\Phi_T} - 1 \right) - I'_{KT} \left(e^{U_{KB}/\Phi_T} - 1 \right). \quad (1.21)$$

На підставі першого закону Кірхгофа струм бази

$$I_B = I_E - I_K = (1 - \alpha_N) I'_{ET} \left(e^{U_{EB}/\Phi_T} - 1 \right) + (1 - \alpha_I) I'_{KT} \left(e^{U_{KB}/\Phi_T} - 1 \right). \quad (1.22)$$

Вирази (1.21) і (1.22) називають формулами Еберса-Молла. Незважаючи на їх приблизність, вони дуже корисні для аналізу статичних режимів, тому що добре відображають основні властивості транзисторів при любых сполученнях напруг на переходах.

Необхідно відмітити, що у виразах (1.21) і (1.22) позитивними вважаються прямі напруги на емітерному і колекторному переходах.

При використанні (1.21) та (1.22) треба пам'ятати, що в транзисторах, в загальному випадку справедливий вираз

$$\alpha_N I_{ET} = \alpha_I I_{KT}. \quad (1.23)$$

Розв'язавши рівняння (1.21) відносно струму I_K , одержимо

$$I_K = \alpha_N I_E - I_{KT} \left(e^{U_{KB}/\Phi_T} - 1 \right). \quad (1.24)$$

Це рівняння описує вихідні характеристики транзистора в схемі СБ.

Ідеалізовані вхідні характеристики можна отримати з (1.21), якщо вирішити їх відносно U_{EB}

$$U_{EB} = \Phi_T \ln \left[I_E / I'_{ET} + 1 + \alpha_N \left(e^{U_{KB}/\Phi_T} - 1 \right) \right]. \quad (1.25)$$

В реальному транзисторі крім теплових струмів через переходи протікають струми генерації — рекомбінації, каналні струми і струми витоку. Тому I_{KT} , I_{ET} , I'_{KT} , I'_{ET} , як правило, невідомі. В технічних умовах на транзистори звичайно наводять значення зворотних струмів p - n -переходів I_{KB0} , I_{EB0} , визначені як струм відповідного переходу при розімкненому виводі іншого переходу.

Якщо p - n -перехід зміщений у зворотному напрямку, то замість теплового струму можна підставляти значення зворотного струму, тобто вважати, що $I_{KT} \approx I_{KB0}$ і $I_{ET} \approx I_{EB0}$. В першому наближенні це можна робити і при прямому зміщенні p - n -переходу. При цьому для кремнієвих

транзисторів замість φ_T треба підставляти $m\varphi_T$, де коефіцієнт m враховує вплив струмів реального переходу ($m = 2 + 3$). З урахуванням цього рівняння (1.21), (1.23) часто записують в іншому вигляді, більш зручному для розрахунку кіл з реальними транзисторами

$$I_K = \frac{1}{A} \left[\alpha_N I_{EB0} \left(e^{U_{EB}/(m\varphi_T)} - 1 \right) - I_{KB0} \left(e^{U_{KB}/(m\varphi_T)} - 1 \right) \right]; \quad (1.26)$$

$$I_E = \frac{1}{A} \left[I_{EB0} \left(e^{U_{EB}/(m\varphi_T)} - 1 \right) - \alpha_I I_{KB0} \left(e^{U_{KB}/(m\varphi_T)} - 1 \right) \right]; \quad (1.27)$$

$$\alpha_N I_{EB0} = \alpha_I I_{KB0}, \quad (1.28)$$

де $A = 1 - \alpha_N \alpha_I$.

Розглянута вище фізична модель біполярного транзистора — модель Еберса-Молла — по своїй суті нелінійна і звичайно застосовується для аналізу роботи транзистора тільки при великих змінах напруги і струму.

З формул Еберса-Молла можна визначити струми і напруги для всіх режимів роботи транзистора. Для активного режиму, коли $|U_{KB}| \ll \varphi_T$; $I_{KT} \approx I_{KB0}$, (1.24) запишемо у вигляді $I_K = \alpha_N I_E + I_{KB0}$, який повністю збігається з (1.12) ($\alpha_N = \alpha$).

Враховуючи, що звичайно $\alpha_N = \alpha \approx 0,9 \dots 0,995$ і $(1 - \alpha_N) \approx 0$, рівняння (1.25) можна спростити

$$U_{EB} \approx \varphi_T \ln \frac{I_E}{I_{ET}} \approx \varphi_T \ln \frac{I_E (1 - \alpha_N \alpha_I)}{I_{EB0}}. \quad (1.29)$$

Таким чином, в ідеалізованому транзисторі струм колектора і напруга емітер—база за визначеним значенням струму I_E не залежить від напруги, яка прикладена до колекторного переходу. Насправді, зміна напруги U_{KB} змінює ширину бази через зміну розмірів колекторного переходу і відповідно змінює градієнт концентрації неосновних носіїв заряду. Так, із збільшенням $|U_{KB}|$ ширина бази зменшується, градієнт концентрації дірок у базі і струм I_E збільшуються. Крім того, зменшується вірогідність рекомбінації дірок і збільшується коефіцієнт α . Для урахування цього ефекту, який найбільш сильно проявляється при роботі в активному режимі, у вираз (1.29) додається додаткова складова

$$I_K = \alpha_N I_E + I_{KB0} + \frac{U_{KB}}{r_K}, \quad (1.30)$$

де $r_K = \frac{\partial U_{KB}}{\partial I_K} \Big|_{I_E = \text{const}}$ — диференціальний опір зворотно зміщеного колекторного переходу.

Вплив напруги U_{KB} на струм I_E оцінюють за допомогою коефіцієнта зворотного зв'язку за напругою

$$\mu_{ЕК} = - \frac{dU_{EB}}{dU_{KB}} \Big|_{I_E = \text{const}}, \quad (1.31)$$

який показує, у скільки разів треба змінити напругу U_{KB} для одержання такої ж зміни струму I_E , яке дає зміна напруги U_{EB} . Знак мінус означає, що для забезпечення $I_E = \text{const}$ приріст напруг повинен мати протилежну полярність. Коефіцієнт $\mu_{ЕК}$ достатньо малий

$\mu_{ЕК} \approx 10^{-4} \dots 10^{-5}$), тому при практичних розрахунках впливом колекторної напруги на емітерну часто нехтують.

Враховуючи, що в режимі відсічки напруги U_{KB} і U_{EB} мають знак мінус і $|U_{EB}| > 3m\varphi_T$ і $|U_{KB}| > 3m\varphi_T$, вирази (1.26), (1.27) маємо у вигляді

$$I_K = (1/A) [-\alpha_N I_{EB0} + I_{KB0}], \quad (1.32)$$

$$I_E = (1/A) [-I_{EB0} + \alpha_I I_{KB0}]. \quad (1.33)$$

Підставивши значення I_{EB0} з (1.28) у вирази (1.32), (1.33), дістанемо

$$I_K = I_{KB0} \frac{1 - \alpha_I}{1 - \alpha_N \alpha_I}, \quad (1.34)$$

$$I_E = -I_{KB0} \frac{\alpha_I (1 - \alpha_N)}{\alpha_N (1 - \alpha_N \alpha_I)}.$$

Якщо врахувати, що $\alpha_N \rightarrow 1$, а $\alpha_I \ll \alpha_N$, то вирази (1.34) істотно спростяться і отримають вигляд

$$\begin{aligned} I_K &= I_{KB0}, \\ I_E &= -\frac{\beta_I}{\beta_N} I_{KB0}, \end{aligned} \quad (1.35)$$

$$\text{де } \beta_N = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N}; \quad \beta_I = \frac{\alpha_I}{1 - \alpha_I}.$$

З (1.35) видно, що в режимі відсічки струм колектора має мінімальне

значення, що дорівнює струму одного $p-n$ -переходу, зміщеного в зворотному напрямку. Струм емітера має протилежний знак і значно менший, ніж струм колектора, тому що $\alpha_I \ll \alpha_N$. Тому в багатьох випадках його вважають рівним нулю ($I_E \approx 0$).

Струм бази в режимі відсічки приблизно дорівнює струму колектора

$$I_B = I_E - I_K \approx -I_{KB0}. \quad (1.36)$$

Режим відсічки характеризує закритий стан транзистора, в якому його опір максимальний, а струми електродів мінімальні.

Режим насичення виникає тоді, коли струм колектора обмежений параметрами зовнішнього джерела енергії і при даній схемі вмикання не може перевищити якесь значення $I_{K\max}$. У той же час параметри джерела зовнішнього сигналу такі, що струм емітера істотно більше максимального значення струму в колекторному колі $I_{K\max} < \alpha_N I_E$.

Тоді колекторний перехід виявляється відкритим, спад напруги на транзисторі — мінімальним і незалежним від струму емітера. Його значення для нормального ввімкнення при малому струмі I_K ($I_K = I_{KB0}$) дорівнює

$$U_{KE\text{ нас}} \approx \varphi_T \frac{1 - \alpha_I}{\alpha_I}. \quad (1.37)$$

Для інверсного ввімкнення

$$U_{KE\text{ нас}} \approx \varphi_T \frac{1 - \alpha_N}{\alpha_N}. \quad (1.38)$$

Для того щоб транзистор з активного режиму перейшов у режим насичення, необхідно збільшити струм емітера (при нормальному ввімкненні) до значення, при якому виконується вимога $I_{K\max} < \alpha_N I_E$. Причому значення струму I_E , при якому починається цей режим, залежить від струму $I_{K\max}$, визначеного параметрами зовнішнього кола, в яке ввімкнений транзистор.

Великому класу електронних схем властивий такий режим роботи транзистора, при якому на фоні порівняно великих постійних струмів і напруг діють малі змінні складові. У цьому випадку постійні і змінні складові сигналу можуть аналізуватися роздільно і аналіз постійних складових здійснюється за допомогою фізичної моделі Еберса-Молла, а при аналізі змінних складових використовується малосигнальна еквівалентна схема, яка складається з лінійних елементів.

З малосигнальних еквівалентних схем біполярного транзистора найбільш часто зустрічається T -подібна (рис. 1.20). Схема для вмикання транзистора CB (рис. 1.20, а) може бути легко отримана з рис. 1.19 заміною

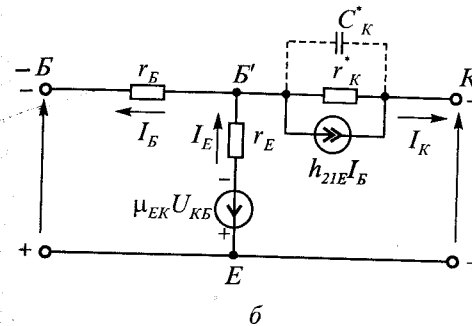
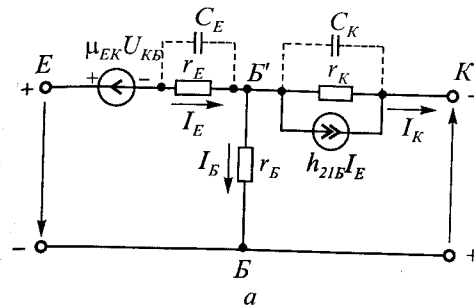


Рис. 1.20

ціальним опором переходу

$$r_E = \left(\frac{\Delta U_{EB}}{\Delta I_E} \right)_{I_{KB} = \text{const}} = \frac{\varphi_T}{I_E}, \quad (1.39)$$

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

Процес незначного росту колекторного струму I_K із збільшенням напруги на колекторі U_{KB} відтворений в еквівалентній схемі диференціальним колекторним опором r_K , що визначається співвідношенням

$$r_K = \left(\frac{\Delta U_{KB}}{\Delta I_K} \right)_{I_E = \text{const}} \quad (1.40)$$

і становить звичайно сотні кілоом.

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

Бар'єрна ємність $C_K = C_B$ колекторного переходу призводить до збільшення провідності паралельного з'єднання C_K і r_K . Тому із

емітерного і колекторного діодів їх диференціальними опорами r_E і r_K , а статичних коефіцієнтів α_N і α_I передачі струму — диференціальними коефіцієнтами при нормальному h_{21BN} і інверсному h_{21BI} вмиканні переходу. Якщо транзистор працює в нормальному режимі, то з еквівалентної схеми можна вилучити джерело струму $\alpha_I I_2$ і h_{21BI} позначити через h_{21B} .

При цьому урахування об'ємного активного опору r_B базового шару не ускладнює аналіз малосигнальної схеми (опір бази становить сотні Ом).

Емітерний перехід, зміщений у прямому напрямі, зображено в еквівалентній схемі диферен-

збільшенням частоти змінного сигналу зменшується частина змінного струму I_K , який надходить у зовнішнє навантаження.

Таким чином кінцева швидкість руху неосновних носіїв заряду через базу і ємність C_K обумовлює фазові зсуви між струмами на вході і виході транзистора, а отже, комплексний характер коефіцієнта передачі струму h_{21B} і зниження його модуля із збільшенням частоти. Для поліпшення частотних властивостей транзистора зменшують товщину бази (зменшується час переміщення неосновних носіїв через базу) і ємність C_K .

Внутрішній зворотний зв'язок за напругою в еквівалентній схемі відображений генератором напруги $\mu_{EK} U_{KB}$, який ввімкнений послідовно з опором r_E . Коефіцієнт внутрішнього зворотного зв'язку за напругою характеризує вплив колекторної напруги на емітерну в зв'язку з модуляцією товщини бази

$$\mu_{EK} = (\partial U_{KB} / \partial U_{BE})_{I_E = \text{const}}. \quad (1.41)$$

При розрахунках генератором напруги $\mu_{EK} U_{KB}$ звичайно нехтують через малість його напруги.

Для вмикання транзистора *CE* *T*-подібна еквівалентна схема має вид, показаний на рис. 1.20, б. Щоб обидві еквівалентні схеми (рис. 1.20, а, б) були рівнозначні, вони як чотириполіусники повинні мати однакові параметри у режимах холостого ходу і короткого замикання. Порівнявши напруги холостого ходу $\alpha I_E r_K$ і $\alpha I_E r_K^*$ в наведених схемах і врахувавши, що в режимі холостого ходу $I_E \approx I_B$, одержимо

$$\beta r_K^* \approx \alpha r_K.$$

Звідки

$$r_K^* \approx \frac{\alpha}{\beta} r_K = \frac{r_K}{(\beta + 1)}, \quad (1.42)$$

де $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$.

У той же час колекторна ємність

$$C_K' = C_K (\beta + 1). \quad (1.43)$$

Таким чином, у схемі *CE* активний і ємнісний опори колекторного кола значно (в $\beta + 1$) менші, ніж для транзистора в схемі *CB*.

Параметри еквівалентної схеми можуть бути визначені або розрахунковим, або експериментальним шляхом. Проте розрахунок не завжди забезпечує потрібну точність урахування контрольованих і неконтрольованих явищ у транзисторі. В свою чергу, при виконанні експе-

рименту для вимірювання опорів резисторів необхідно мати доступ до точки B' (див. рис. 1.20, а, б), що практично є нездійсненним для сучасних транзисторів. Тому дуже часто транзистор уявляють активним чотириполіусником (рис. 1.21, б), замінюючи фізичні еквівалентні схеми більш зручними на практиці еквівалентними схемами в *h*- і *y*-параметрах.

Властивості чотириполіусника характеризуються взаємозв'язком струмів і напруг на вході I_1 та U_1 і на виході I_2 та U_2 . Залежно від вибору двох незалежних величин і визначення за їх допомогою двох інших залежних величин для чотириполіусника можна скласти шість систем рівнянь. Як найзручніші для практичних розрахунків використовують лише дві системи.

Еквівалентна схема (рис. 1.21, а) в *h*-параметрах відображає залежність вихідного струму I_2 і вхідної напруги U_1 від його вхідного струму I_1 і вихідної напруги U_2 транзистора. Ця залежність визначається системою рівнянь (з урахуванням того, що для малих синусоїдних напруг і струмів приріст замінюється комплексними величинами)

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = h_{11} \dot{I}_1 + h_{12} \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 = h_{21} \dot{I}_1 + h_{22} \dot{U}_2 \end{cases} \quad (1.44)$$

Система рівнянь може бути конкретизована в залежності від схеми ввімкнення, наприклад *n-p-n*-транзистора. Так, для схеми з *CB*

$$\begin{cases} \dot{U}_{BE} = h_{11B} \dot{I}_E + h_{12B} \dot{U}_{KB} \\ \dot{I}_K = h_{21B} \dot{I}_E + h_{22B} \dot{U}_{KB} \end{cases} \quad (1.45)$$

а для схеми з *CE*

$$\begin{cases} \dot{U}_{BE} = h_{11E} \dot{I}_B + h_{12E} \dot{U}_{KE} \\ \dot{I}_K = h_{21E} \dot{I}_B + h_{22E} \dot{U}_{KE} \end{cases} \quad (1.46)$$

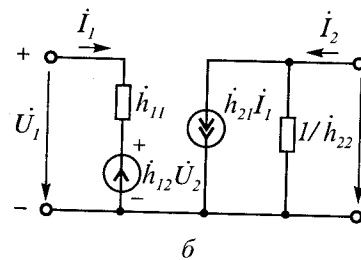
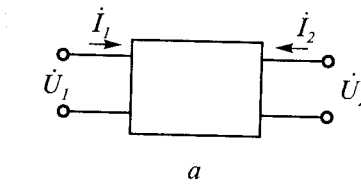


Рис. 1.21

З еквівалентних схем транзистора можна визначити, від чого залежить кожний з коефіцієнтів. Якщо C_K і генератор напруги $\mu_{EK} U_{KB}$ не враховувати, то для схем *CB* і *CE* (див. рис. 1.20) за допомогою дослідів короткого замикання на виході ($\dot{U}_{KB} = 0$ — схема *CB* і $\dot{U}_{KE} = 0$ — схема *CE*) і зворотного холостого ходу на вході ($\dot{I}_E = 0$ — схема *CB* і $\dot{I}_B = 0$ — схема *CE*) можна визначити *h*-параметри.

Для схеми з CB (див. рис. 1.20, а) при

$$\dot{U}_{EB} = r_E \dot{I}_E + \frac{(1-\alpha) \dot{I}_E r_B r_K}{r_B + r_K},$$

$$h_{11B} = \left. \frac{\dot{U}_{EB}}{\dot{I}_E} \right|_{\dot{U}_{KB}=0} = r_E + \frac{(1-\alpha) r_B r_K}{r_B + r_K} \approx r_E + r_B (1-\alpha),$$

тому що $r_K \gg r_B$.

З схеми рис. 1.20, а видно, що

$$\dot{I}_K = \alpha \dot{I}_E + \dot{U}_{KB} / r_K, \quad \dot{U}_{KB} = \left[\frac{(1-\alpha) r_B r_K}{(r_B + r_K)} \right] \dot{I}_E.$$

Розв'язуючи перше рівняння відносно струмів $\dot{I}_K$ і $\dot{I}_E$, одержимо

$$\dot{I}_K = \frac{\alpha r_K + r_B}{r_K + r_B} \dot{I}_E \approx \alpha \dot{I}_E.$$

Таким чином,

$$h_{21B} = \left. \frac{\dot{I}_K}{\dot{I}_E} \right|_{\dot{U}_{KB}=0} \approx \alpha.$$

Параметри h_{12} і h_{22} визначаються при зворотному холостому ході на вході схеми рис. 1.20, а ($\dot{I}_E = 0$). При цьому залежний генератор струму $\alpha \dot{I}_E$ вилучається

$$h_{12B} = \left. \frac{\dot{U}_{EB}}{\dot{U}_{KB}} \right|_{\dot{I}_E=0} = \frac{r_B}{r_B + r_K} \approx \frac{r_B}{r_K},$$

тому що $\dot{I}_B = \dot{I}_K = \dot{U}_{KB} / (r_B + r_K)$; $\dot{U}_{EB} = r_B \dot{I}_B = \left[\frac{r_B}{(r_B + r_K)} \right] \dot{U}_{KB}$; $r_K \gg r_B$;

$$h_{22B} = \left. \frac{\dot{I}_K}{\dot{U}_{KB}} \right|_{\dot{I}_E=0} = \frac{1}{r_B + r_K} \approx \frac{1}{r_K}.$$

Для схеми CE (див. рис. 1.20, б)

$$h_{11E} \approx r_B + r_E (\beta + 1); \quad h_{21E} \approx \beta; \quad h_{12E} \approx \frac{r_E}{2r_K}; \quad h_{22E} \approx \frac{(1+\beta)}{r_K} = \frac{1}{r_K^*}.$$

Одержані h -параметри мають такі фізичні значення: h_{11} і h_{21} —

вихідний опір і коефіцієнт передачі струму при короткому замиканні на виході транзистора; h_{12} і h_{22} — величини, зворотні коефіцієнту підсилення по напрузі (коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою) і вихідного опору (вихідна провідність) при зворотному холостому ході на вході транзистора. На практиці h -параметри застосовують, як правило, для аналізу низькочастотних схем.

Враховуючи, що h_{12E} у сучасних транзисторів наближається до нуля, він у більшості випадків при розрахунку схем не приймається до уваги.

Система рівнянь (1.46) відповідає схемі заміщення (рис. 1.21, б), яку часто називають малосигнальною заступною схемою транзистора, ввімкненого з CE .

Джерело $h_{21E} \dot{I}_B$ еквівалентної схеми називають залежним джерелом струму, тому що значення струму цього джерела залежить від струму іншої вітки — струму бази. Це джерело характеризує підсилення вхідного струму $\dot{I}_B$. Аналогічно джерело $h_{12E} \dot{U}_{KE}$ називають залежним джерелом ЕРС. Воно характеризує зворотний зв'язок по вихідній напрузі.

h -параметри мало залежать один від одного і від робочої точки транзистора. Недоліком h -параметрів є мала точність вимірювання вихідних параметрів на високих частотах, коли через паразитні ємності ускладнено забезпечення умови холостого ходу на вході.

Низькочастотні значення h -параметрів транзистора як чотириполюсника у схемі CB і опору r_B звичайно наводяться у довідниках. Для аналізу електронних схем на транзисторах у діапазоні частот і в різних режимах найбільш широко застосовується T -подібна еквівалентна схема, параметри якої відповідають фізичним процесам у транзисторній структурі. Параметри T -подібної еквівалентної схеми можна розрахувати за наведеними у довідниках h -параметрами. Розрахункові формули наведені в таблиці 1.2.

Таблиця 1.2

Параметри T -подібної еквівалентної схеми	Через h -параметри схеми CB	Через h -параметри схеми CE
r_E	$h_{11B} - \frac{h_{12B}}{h_{22B}} (1 + h_{21B})$	$\frac{h_{12E}}{h_{22E}}$
r_B	$\frac{h_{12B}}{h_{22B}}$	$h_{11E} - \frac{h_{12E}}{h_{22E}} (1 + h_{21E})$
r_K	$\frac{1 - h_{12B}}{h_{22B}} \approx \frac{1}{h_{22B}}$	$\frac{1 + h_{21E}}{h_{22E}}$
α	$-\frac{h_{12B} + h_{21B}}{1 - h_{12B}} \approx h_{21B} $	$\frac{h_{21E} + h_{12E}}{1 + h_{21E}} \approx \frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}}$
β		$\frac{h_{21E} + h_{12E}}{1 - h_{21E}} \approx h_{21E}$

Величини h -параметрів залежать від схеми вмикання транзистора. Приблизні формули розрахунку h -параметрів для схеми CE через h -параметри схеми CB і навпаки наведені в таблиці 1.3.

Таблиця 1.3

h -параметри схеми CE	Через h -параметри схеми CB	h -параметри схеми CB	Через h -параметри схеми CE
h_{11E}	$\frac{h_{11B}}{1 + h_{21B}}$	h_{11B}	$\frac{h_{11E}}{1 + h_{21E}}$
h_{12E}	$\frac{h_{11B} \cdot h_{22B}}{1 + h_{21B}} - h_{12B}$	h_{12B}	$\frac{h_{11E} \cdot h_{22E}}{1 + h_{21E}} - h_{12E}$
h_{21E}	$\frac{h_{21B}}{1 - h_{21B}}$	h_{21B}	$\frac{h_{21E}}{1 + h_{21E}}$
h_{22E}	$\frac{h_{22B}}{1 + h_{21B}}$	h_{22B}	$\frac{h_{22E}}{1 + h_{21E}}$

h -параметри можна визначити графо-аналітично за статичними вхідними і вихідними характеристиками. Для визначення усіх h -параметрів графо-аналітичним методом необхідно мати не менше двох характеристик кожної сім'ї (вхідних і вихідних). Параметри розраховуються за величинами кінцевих приростів струмів і напруг поблизу робочої точки транзистора (рис. 1.22).

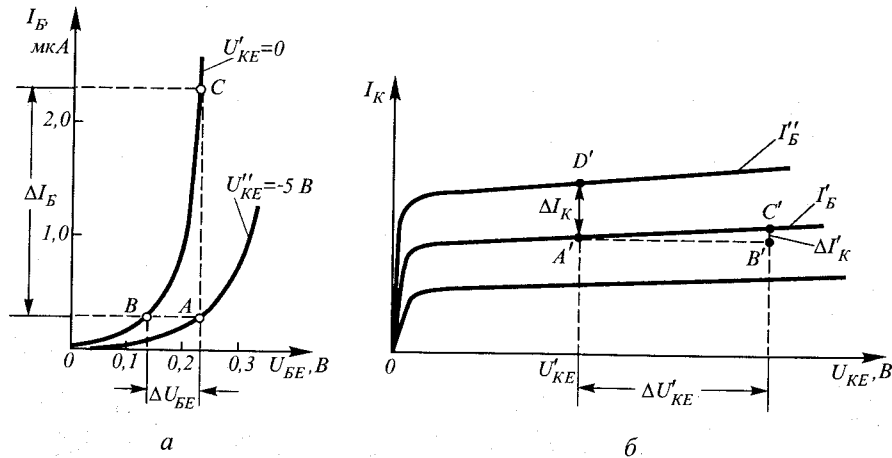


Рис. 1.22

Для схеми CE , наприклад, на сім'ї вхідних характеристик у робочій точці A будують трикутник (рис. 1.22, а), з точки A проводять прямі,

паралельні осям абсцис і ординат, до перетинання з другою характеристикою в точках B і C . З отриманого характеристичного трикутника маємо всі необхідні величини для визначення h_{11E} і h_{12E} . Відрізок AB зображає собою приріст напруги ΔU_{BE} [В], а відрізок AC — приріст струму бази ΔI_B [мкА]. Приріст напруги колектора визначається як різниця напруг, при яких знімалися характеристики $\Delta U_{KE} = U_{KE}'' - U_{KE}'$ [В]. Тоді

$$h_{11E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_E} = \frac{AB}{AC}; \quad h_{12E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KE}} = \frac{AB}{U_{KE}'' - U_{KE}'}$$

В робочій точці A' по вихідним характеристикам можна визначити параметри h_{22E} і h_{21E} (рис. 1.22, б). Якщо провести з точки A' вертикальну пряму до перетину з наступною характеристикою, то знайдемо приріст струму колектора ΔI_K при $U_{KE}' = \text{const}$ (відрізок $A'D'$), викликаний приростом струму бази $\Delta I_B = I_B'' - I_B'$. Тоді $h_{21E} = \Delta I_K / \Delta I_B = A'D' / (I_B'' - I_B')$. Для визначення параметра h_{22E} з точки A' проводиться пряма, паралельна осі абсцис такої довжини, щоб можна було визначити достатній для вимірювання приріст струму $I_K' = B'C'$. По точкам $A'B'$ визначається приріст напруги колектора $\Delta U_{KE}'$.

Тоді

$$h_{22E} = \frac{\Delta I_K'}{\Delta U_{KE}'} = \frac{B'C'}{A'B'}$$

Аналогічно для схеми CB із вихідних характеристик можна визначити параметри h_{22B} та h_{21B} , а з вхідних характеристик — параметри h_{11B} та h_{12B} .

Точність визначення параметрів графо-аналітичним методом недостатньо висока.

У технічних умовах на транзистори подають не коефіцієнти α , β , а рівні їм у першому наближенні параметри h_{21B} , h_{21E} . У подальшому, при аналізі кіл з біполярними транзисторами, будемо використовувати параметри транзистора, виражені через коефіцієнти чотириполюсника. Коефіцієнти α і β будемо використовувати лише для пояснення фізичних особливостей роботи різних напівпровідникових приладів.

Еквівалентна схема транзистора в y -параметрах звичайно використовується для аналізу високочастотних схем. У цьому випадку незалежними змінними вибрано напруги U_1 і U_2 , а залежними — струми I_1 і I_2 . Тоді систему рівнянь, які характеризують роботу транзистора як чотириполюсника, можна визначити у загальному вигляді

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = y_{11}\dot{U}_1 + y_{12}\dot{U}_2, \\ \dot{I}_2 = y_{21}\dot{U}_1 + y_{22}\dot{U}_2. \end{cases} \quad (1.47)$$

Для схеми *CE* (транзистор *n-p-n*) маємо

$$\begin{cases} \dot{I}_B = y_{11E}\dot{U}_{BE} + y_{12E}\dot{U}_{KE}, \\ \dot{I}_K = y_{21E}\dot{U}_{BE} + y_{22E}\dot{U}_{KE}. \end{cases} \quad (1.48)$$

Коефіцієнти системи рівнянь (1.48) визначаються при прямому та зворотному короткому замиканні чотириполюсника.

Для випадку прямого короткого замикання

$$y_{11E} = \left(\frac{\dot{I}_B}{\dot{U}_{BE}} \right)_{\dot{U}_{KE} = 0}$$

— величина, зворотна входному опору, тобто входна провідність при короткому замиканні;

$$y_{21E} = \left(\frac{\dot{I}_K}{\dot{U}_{BE}} \right)_{\dot{U}_{KE} = 0}$$

— провідність прямої передачі, тобто величина, яка характеризує вплив входної напруги на вихідний струм при короткому замиканні.

Для випадку зворотного короткого замикання

$$y_{12E} = \left(\frac{\dot{I}_B}{\dot{U}_{KE}} \right)_{\dot{U}_{BE} = 0}$$

— провідність зворотної передачі, тобто величина, яка характеризує вплив вихідної напруги на вхідний струм при зворотному короткому замиканні;

$$y_{22E} = \left(\frac{\dot{I}_K}{\dot{U}_{KE}} \right)_{\dot{U}_{BE} = 0}$$

— вихідна провідність при зворотному короткому замиканні.

Слід підкреслити, що досліді короткого замикання і холостого ходу здійснюються на змінному струмі.

Система рівнянь (1.48) відповідає схемі заміщення, показаній на рис. 1.23, яку також називають малосигнальною схемою заміщення транзистора для схеми *CE*, але вже в *y*-параметрах.

Джерело $y_{12E}\dot{U}_{KE}$ еквівалентної схеми називають залежним дже-

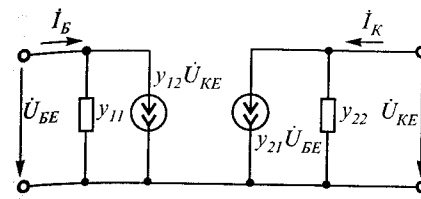


Рис. 1.23

релом струму, тому що значення струму цього джерела залежить від напруги іншої вітки; для випадку ввімкнення транзистора в схему *CE* — від вихідної напруги U_{KE} . Аналогічно джерело $y_{21E}\dot{U}_{BE}$ називають залежним джерелом струму від входної напруги U_{BE} .

Залежність параметрів біполярного транзистора від частоти.

Нехай на вхід транзистора, ввімкненого за схемою *CB*, подається імпульс струму $\dot{I}_E$ з амплітудою, яка дорівнює 1 (рис. 1.24). Струм у колі колектора з'явиться тільки через якийсь час затримки t_3 , обумовлений часом проходження неосновних носіїв зарядів через базу, причому фронт колекторного імпульсу буде зростати поступово, тому що швидкість дифузії носіїв заряду через базу буде різна (спочатку колекторного переходу досягнуть найбільш швидкі неосновні носії заряду, а потім вже всі інші).

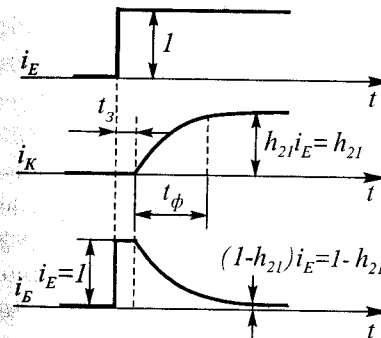


Рис. 1.24

Тому, як це видно з рис. 1.24, крім фазового зсуву виникло також спотворення форми входного сигналу на виході.

Подамо тепер на вхід транзистора певну постійну складову I_{E0} струму і серію імпульсів з амплітудою $I_E = 1$, причому, як показано на рис. 1.25, *a* штриховою лінією, $I_{E0} \gg I_E = 1$. Нехай спочатку тривалість імпульсу входного струму i_E більше, ніж $2t_\Phi$ (вважаємо $2t_\Phi = t_\Phi + t_{cn}$ для i_K на рис. 1.24). Тоді, нехтуючи величиною

I_{E0} , будемо мати зміну i_K , відповідну рис. 1.25, *a*. Зменшуючи тривалість імпульсу до величини, яка дорівнює $2t_\Phi$, отримаємо зміну i_K , показану на рис. 1.25, *б*. При подальшому зменшенні тривалості імпульсу (при підвищенні частоти входного сигналу) амплітуда вихідного сигналу зменшується, а отже, зменшується коефіцієнт передачі струму транзистора.

Частота, при якій модуль $|h_{21B}| = |\alpha|$ зменшується в $\sqrt{2}$ раз відносно свого значення, вимірюного на низькій частоті, називається граничною частотою підсилення за струмом і позначається f_α .

Із зміною частоти, цілком очевидно, буде змінюватися також величина фазового зсуву вихідного струму транзистора по відношенню до вхідного.

Треба підкреслити цілком очевидну річ, що чим тонша база, тим у меншій мірі спотворюється сигнал на виході і допускається робота транзистора на більш високих частотах. Тому чим більш високочастотний транзистор, тим тоншою у нього повинна бути база.

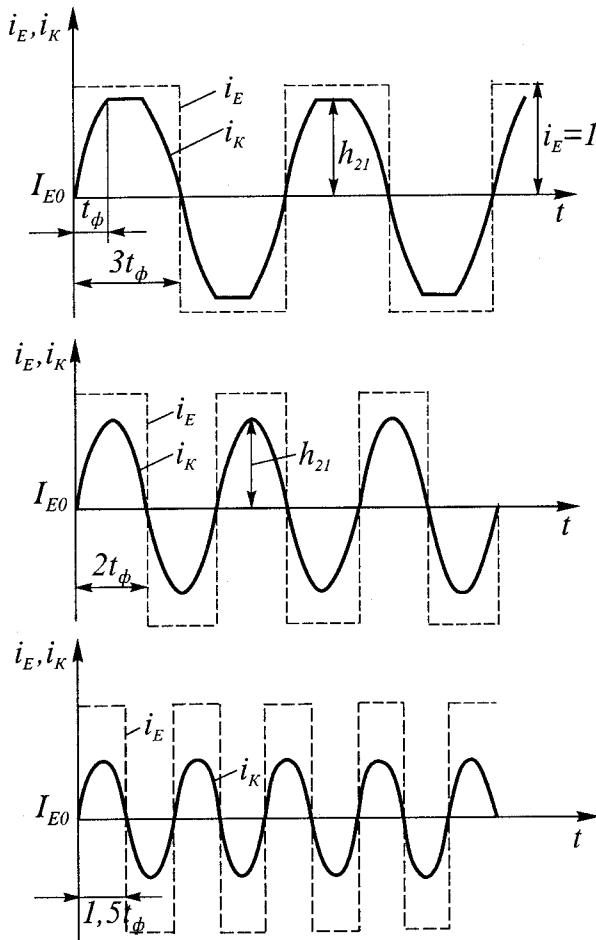


Рис. 1.25

Із зростанням частоти буде зменшуватися ємнісний опір C_E , а отже, із зростанням частоти буде збільшуватися доля другої складової у повному струмі емітера і зменшуватися, відповідно, перша. У зв'язку з цим коефіцієнт передачі струму буде зменшуватися.

Вплив зарядної ємності колекторного переходу на його властивості виявляється значно більш сильним. Хоча ємність колекторного переходу значно менша за величину зарядної ємності емітерного переходу, ак-

З підвищенням частоти на роботу транзистора починають впливати емітерні і колекторні ємності переходів.

Наявність струмів зміщення через переходи пов'язана тільки з зарядними ємностями і не пов'язана з дифузійними. Тому в еквівалентних схемах при високих частотах під C_K і C_E розуміють зарядні ємності.

Розглянемо емітерний перехід (див. рис. 1.20, а). Повний струм емітера буде складатися з двох складових: струму через r_E , пов'язаного з інжекцією зарядів у базу, та струму зміщення через ємність C_E , не пов'язаного з інжекцією.

тивний опір колекторного переходу може в десятки тисяч разів перевищувати опір емітерного переходу. Внаслідок цього доводиться рахуватися з появою струму зміщення через зарядну ємність колекторного переходу на частотах, значно менших, ніж у випадку емітерного переходу.

Якщо здійснити на виході транзистора коротке замикання і знехтувати опором r_K у порівнянні з r_B , то ємність виявиться з'єднаною паралельно з опором бази r_B . Стала часу такого кола називається сталою часу бази і характеризує інерційність транзистора

$$\tau_B = r_B C_K.$$

Частотні властивості транзистора в схемі ввімкнення CE часто характеризують граничною частотою коефіцієнта передачі струму ($f_{гр}$), під якою розуміють таке її значення, коли $|h_{21E}| = 1$.

Для характеристики генераторних транзисторів використовують поняття максимальної частоти генерації f_{max} , яка може бути одержана у схемі автогенератора при $K_P = 1$.

Шуми транзистора. При роботі транзисторів у них виникають шуми, які можуть бути обумовлені: неоднаковою кількістю електронів та дірок, які проходять через перехід за одиницю часу (високочастотні дробові шуми); тепловим шумом опорів емітера, бази і колектора (телові шуми); поверхневими явищами у переходів (низькочастотні шуми); флуктуаціями (хаотичними змінами) концентрацій рухомих носіїв заряду через нерегулярність процесу рекомбінацій (низькочастотні рекомбінаційні шуми).

Величина шумів транзистора кількісно оцінюється коефіцієнтом шумів

$$K_{ш} = U_{ш}^2 / U_{ш0}^2,$$

чи $K_{ш}^* = 10 \lg(U_{ш}^2 / U_{ш0}^2) = 10 \lg K_{ш}$, де $U_{ш0}$ — напруга теплових шумів джерела сигналу, ввімкненого на вході транзистора; $U_{ш}$ — напруга, яку треба ввести у вхідне коло «нешумлячого» транзистора для одержання у вихідному колі напруги, рівній напрузі шумів.

Для значного збільшення коефіцієнта передачі за струмом використовують комбінацію двох транзисторів, з'єднаних відповідним чином (схема Дарлінгтона). Таке з'єднання має, як і звичайний транзистор, три зовнішніх виводи і називається **складеним транзистором** (рис. 1.26, а). В наведеній схемі з'єднані колектори являють собою спільний колектор складеного транзистора, а до бази транзистора $VT2$ під'єднаний емітер транзистора $VT1$. При цьому база транзистора $VT1$ і емітер транзистора

$VT2$ являють собою відповідно спільну базу і спільний емітер складеного транзистора. На практиці такий складений транзистор створюють у процесі монтажу зовнішніх виводів двох дискретних транзисторів. При виробництві інтегральних мікросхем складений транзистор створюють на одній пластині напівпровідника з внутрішніми з'єднаннями в необхідних точках.

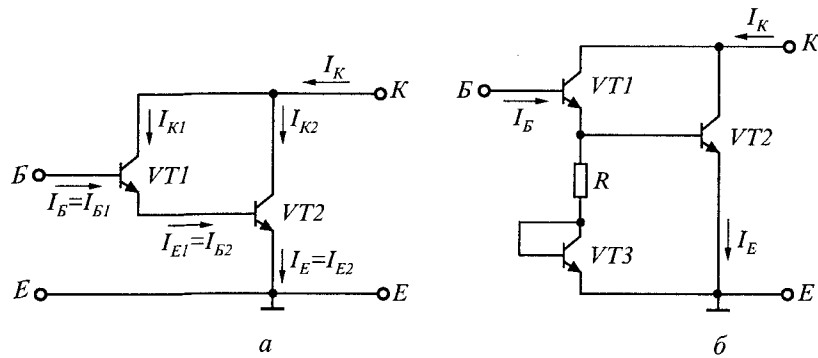


Рис. 1.26

Особливістю складеного транзистора є високий коефіцієнт передачі струму бази h_{21Ec} . Оскільки

$$I_{K1} = h_{21E1} I_{B1} \text{ і } I_{K2} = h_{21E2} I_{B2} = h_{21E2} I_{E1} = h_{21E2} (h_{21E1} + 1) I_{B1}, \text{ то}$$

$$I_K = I_{K1} + I_{K2} = h_{21E1} I_{B1} + h_{21E2} (h_{21E1} + 1) I_{B1}.$$

Приймаючи до уваги, що $I_{B1} = I_B$, запишемо коефіцієнт передачі струму бази складеного транзистора

$$h_{21Ec} = \frac{I_K}{I_B} = h_{21E1} + h_{21E2} + h_{21E1} h_{21E2} = (h_{21E1} + 1)(h_{21E2} + 1) - 1. \quad (1.49)$$

Оскільки звичайно виконуються нерівності $h_{21E1} \gg 1$ і $h_{21E2} \gg 1$, то

$$h_{21Ec} \approx h_{21E1} h_{21E2}. \quad (1.50)$$

В формулах (1.49) і (1.50) індекс «1» стосується параметрів транзистора $VT1$, а індекс «2» — транзистора $VT2$.

Коефіцієнт підсилення за струмом складеного транзистора найповніше можна визначити за формулою (1.50), якщо номінальний вхідний струм транзистора $VT2$ дорівнює вихідному струму транзистора $VT1$, тобто $I_{B2} = I_{K1} \approx I_{E1}$. Тому транзистор $VT2$ необхідно вибирати більш потужним.

Можна використовувати в складеному транзисторі транзистори $VT1$ і

$VT2$ одного рівня потужності (рис. 1.26, б). Для зменшення постійної складової струму бази транзистора $VT2$ застосовують струмовідвідну ланку з низькоомного резистора R і транзистора $VT3$. Останній працює в активному режимі, запобігаючи шунтуванню резистором R змінних складових сигналів у базі транзистора $VT2$, що забезпечує високий h_{21Ec} . Крім того, транзистор в діодному ввімкненні забезпечує високу термостабільність режиму складеного транзистора за постійним струмом.

Основні параметри біполярних транзисторів та їх орієнтовні значення:

1) коефіцієнт передачі емітерного і базового струму (диференціальні коефіцієнти передачі, які у першому наближенні вважаються рівними інтегральним)

$$h_{21E} = \frac{dI_K}{dI_B} \Big|_{U_{KE} = \text{const}}; \quad h_{21B} = \frac{dI_K}{dI_E} \Big|_{U_{KB} = \text{const}};$$

2) диференціальний опір емітерного переходу

$$r_E = \frac{dU_{EB}}{dI_B} \Big|_{U_{KE} = \text{const}}$$

(r_E — Ом ... десятки Ом);

3) зворотний струм колекторного переходу при заданій зворотній напрузі

$$I_{KB0} = I_K \Big|_{I_E = 0}; \quad U_{KE} < 0$$

(I_{KB0} — кілька нА ... десятки мА);

4) об'ємний опір бази r_B (десятки... сотні Ом);

5) коефіцієнт внутрішнього зворотного зв'язку за напругою ($h_{12B} = 10^{-3} \dots 10^{-4}$);

6) вихідна провідність h_{22} або диференціальний опір колекторного переходу

$$r_K^* = \frac{1}{h_{22E}} = \frac{dU_{KB}}{dI_K} \Big|_{I_B = \text{const}}; \quad r_K = \frac{1}{h_{22B}} = \frac{dU_{KB}}{dI_K} \Big|_{I_E = \text{const}}$$

(h_{22E} — долі ... сотні мкСм);

7) максимально допустимий струм колектора $I_{K\text{max}}$ (сотні мА ... сотні А);

8) напруга насичення колектор-емітер $U_{KE\text{нас}}$ (десяті долі ... один В);

9) найбільша потужність, яка розсіюється на колекторі $P_{K\text{max}}$ (мВт ... десятки Вт);

10) ємність колекторного переходу C_K ($n\Phi$... десятки $n\Phi$);

11) тепловий опір між колектором транзистора і корпусом $R_T = \Delta T / P_{K_{\max}}$, де ΔT — перепад температур між колекторним переходом і корпусом;

12) найбільша частота коефіцієнта передачі струму $f_{h_{21}}$ або $\omega_{h_{21}}$, на якій коефіцієнт передачі струму h_{21} зменшується до 0,707 свого статичного значення: $\omega_{h_{21E}} \approx \omega_{\beta}$; $\omega_{h_{21B}} \approx \omega_{\alpha}$ (задаються або $f_{h_{21E}}$, або $f_{h_{21B}}$); $f_{h_{21E}}$ — кГц ... сотні МГц.

Класифікація біполярних транзисторів. Дискретні біполярні транзистори, що випускаються промисловістю, класифікують звичайно по двом параметрам: за потужністю та частотними властивостями.

За потужністю вони розподіляються на малопотужні ($P_{\text{вих}} \leq 0,3 \text{ Вт}$), середньої потужності ($0,3 \text{ Вт} \leq P_{\text{вих}} \leq 1,5 \text{ Вт}$) та потужні ($P_{\text{вих}} > 1,5 \text{ Вт}$); за частотними властивостями — на низькочастотні ($f_{\alpha} \leq 3 \text{ МГц}$), середньої частоти ($3 \text{ МГц} < f_{\alpha} < 30 \text{ МГц}$), високої частоти ($30 \text{ МГц} \leq f_{\alpha} \leq 300 \text{ МГц}$) і надвисокої частоти ($f_{\alpha} > 300 \text{ МГц}$).

Позначення біполярних транзисторів складаються з шести або семи елементів. Перший елемент — літера, що вказує вихідний матеріал: Г — германій, К — кремній, А — арсенід галію. Для транзисторів спеціального призначення перший елемент — цифра: 1 — германій, 2 — кремній, 3 — арсенід галію. Другий елемент — літера Т. Третій елемент — число, яке присвоюється в залежності від призначення транзистора (див. табл. 1.4). Четвертий, п'ятий і шостий елементи — цифри, які означають порядковий номер розробки. Сьомий елемент — літера, яка вказує різновид типу із даної групи приладів, наприклад: ГТ108А, 2Т144А, КТ602А, КТ3102А і т. п.

Таблиця 1.4

Позначення транзистора	Потужність, яка розсіюється транзистором	Гранична частота коефіцієнта передачі струму, МГц				
		до 3	до 30	більше 30	30—300	більше 300
шестизначне	мала	1	2	3		
	середня	4	5	6		
	велика	7	8	9		
семизначне	до 1 Вт		1		2	4
	більше 1 Вт		7		8	9

1.5. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ (MOSFET — Metal — Oxid — Semiconductor — Field — Effect — Transistor)

Польовий транзистор — напівпровідниковий прилад, підсилюючі властивості якого обумовлені потоком основних носіїв, що протікають через провідний канал, керований поперечним електричним полем.

Польовий транзистор на відміну від біполярного іноді називають уніполярним, оскільки протікання в них струму обумовлено дрейфом основних носіїв заряду (або електронів, або дірок). Тому у польових транзисторів відсутні процеси зміни (накопичення і розсмоктування) об'ємного заряду неосновних носіїв, які сильно впливають на швидкодію біполярних транзисторів. Провідний шар, в якому утворюється робочий струм польового транзистора, називають каналом.

Польовий транзистор — напівпровідниковий підсилюючий прилад, яким керує не струм (як в біполярному транзисторі), а напруга (електричне поле, звідси і назва — польовий), здійснюючи зміну площини поперечного перерізу провідного каналу, що призводить до зміни вихідного струму транзистора. Керування електричним полем припускає відсутність статичного вхідного струму, що дозволяє зменшити потужність, потрібну для керування транзистором.

Струмopовідні канали можуть бути приповерхневими (транзистори з ізолюваним затвором) і об'ємними (транзистори з керуючим p -переходом). Приповерхневий канал уявляє собою або збагачений шар, який створений за рахунок донорних домішок у напівпровіднику, або інверсний шар, який виникає під впливом зовнішнього поля. Такий польовий транзистор має класичну структуру метал—діелектрик—напівпровідник (МДН-структуру), в якій роль діелектрика, як правило, відіграє оксид (наприклад, двооксид кремнію SiO_2). Тому польовий транзистор з такою структурою називають МОН-транзистором (метал—оксид—напівпровідник).

Металевий електрод, який утворює ефект поля, називають затвором (З), два інших електроди — витоком (В) і стоком (С). Напруга джерела живлення має таку полярність, щоб потік основних носіїв заряду (в каналі n -типу електронів, в каналі p -типу дірок) переміщувався від витоку до стоку. Виток і стік, у принципі, взаємообернені. Витоком є той з них, з якого при відповідній полярності напруги між витоком і стоком у канал надходять основні носії заряду, а стоком — той, через який ці носії виходять із каналу. В залежності від того, який з виводів є спільним для входу і виходу, розрізняють три схеми вмикання польового транзистора: із спільним витоком (СВ), із спільним затвором (СЗ) і спільним стоком (СС). Найбільше розповсюдження на практиці знайшла схема з СВ.

Принцип роботи польового транзистора. У польовому транзисторі з об'ємним каналом площа поперечного перерізу каналу змінюється за рахунок зміни площі збідненого шару зворотно ввімкненого p - n -переходу. На рис. 1.27 зображено польовий транзистор з керуючим p - n -переходом, ввімкнений за схемою з CB .

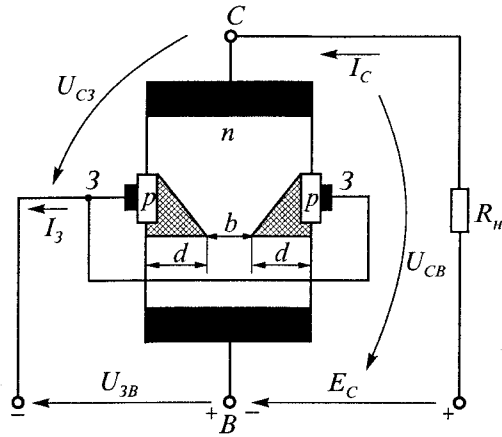


Рис. 1.27

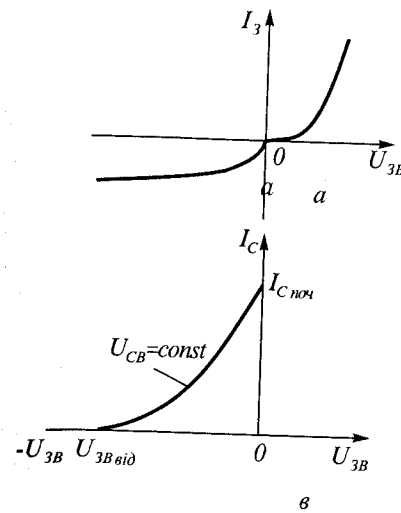
На p - n -перехід (затвор — виток) подається зворотна напруга U_{3B} . При її збільшенні глибина d збідненого шару (заштрихована область на рис. 1.27 — область об'ємного заряду) збільшується, а струмопровідний переріз b каналу зменшується. При цьому збільшується опір каналу, а отже, зменшується вихідний струм I_C транзистора. Оскільки напруга U_{3B} прикладена до p - n -переходу у зворотному на-

прямку, струм I_3 дуже малий і практично не залежить від керуючої напруги.

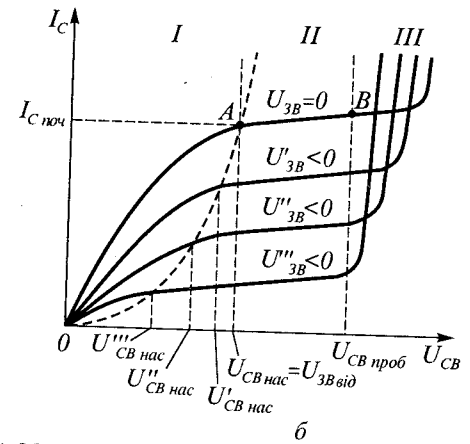
Напругу між затвором і витоком, при якій струм стоку $I_C = 0$, називають напругою відсічки польового транзистора $U_{3B\text{від}}$.

Для польових транзисторів вхідна характеристика (рис. 1.28, а) (залежність $I_3 = f(U_{3B})_{U_{CB}=\text{const}}$ — ВАХ p - n -переходу) не має практичного застосування і при розрахунках використовують передаточні (стоко-затворні) і вихідні ВАХ. На рис. 1.28, б, в показані вихідні і передаточні характеристики польового транзистора з керуючим p - n -переходом для схеми вмикання з CB . Ці характеристики, подібно характеристикам біполярного транзистора, мають нелінійний характер, а, отже, польовий транзистор, як і біполярний, є керованим нелінійним елементом кола. Проте при порівнянні їх вихідних характеристик очевидні істотні розбіжності.

При малих значеннях напруги U_{CB} крутість його ВАХ із зміною вхідного сигналу не залишається постійною, як у випадку біполярного транзистора (див. рис. 1.18, б). Як видно з рис. 1.28, б, із зменшенням U_{3B} крутість ВАХ зменшується, а, отже, зростає вихідний опір транзистора. Це свідчить про залежність вихідного опору польового транзистора від керуючої напруги на цій ділянці ВАХ.



в



б

Рис. 1.28

Ширина p - n -переходу залежить також від струму, що протікає через канал. Якщо $U_{CB} \neq 0$, наприклад, $U_{CB} > 0$ (рис. 1.27), то струм I_C , протікаючи через канал, створить по довжині останнього спад напруги, яка виявляється заперною для переходу затвор-канал. Це приводить до збільшення ширини p - n -переходу і відповідно до зменшення перерізу і провідності каналу, причому ширина p - n -переходу збільшується по мірі наближення до області стоку (див. рис. 1.27), де буде мати місце найбільший спад напруги, викликаний струмом I_C на опорі каналу R_{CB} . Так, якщо вважати, що опір транзистора визначається тільки опором каналу, то біля краю p - n -переходу, зверненого до витоку, буде діяти напруга U_{3B} , а біля краю, зверненого до стоку, — напруга $|U_{3B}| + U_{CB}$. При малих значеннях U_{CB} і малому I_C транзистор поводить себе як лінійний опір. Збільшення U_{CB} приводить до майже лінійного збільшення I_C . По мірі зростання U_{CB} характеристика $I_C = f(U_{CB})$ все сильніше відхиляється від лінійної, що пов'язано з звуженням каналу у стокового краю (область I на рис. 1.28, б). При визначеному значенні струму настає так званий режим насичення (область II на рис. 1.28, б), який характеризується тим, що із збільшенням U_{CB} струм I_C змінюється слабо. Це відбувається тому, що при великій напрузі U_{CB} канал біля стоку стягується у вузьку горловину. Настає своєрідна динамічна рівновага, при якій зростання U_{CB} і збільшення I_C викликають подальше звуження каналу і відносно зменшення струму I_C . У підсумку останній залишається майже незмінним. Напруга, при якій настає режим насичення, називається напругою насичення. Вона, як видно з рис. 1.28, б, змінюється при зміні напруги U_{3B} . Через те що вплив U_{3B} і U_{CB} на ширину каналу біля

стокового виводу практично однаковий, то

$$U_{ЗВ\text{від}} \Big|_{U_{СВ} < U_{СВ\text{нас}}} = U_{СВ\text{нас}} \Big|_{U_{ЗВ} = 0};$$

$$U_{СВ\text{нас}} \Big|_{U_{ЗВ} \neq 0} = |U_{ЗВ\text{від}}| - |U_{ЗВ}|.$$

Отже, напруга відсічки, визначена при малій напрузі $U_{СВ} < U_{СВ\text{нас}}$, чисельно дорівнює напрузі насичення при $U_{ЗВ} = 0$, а напруга насичення при визначеній напрузі на затворі $U_{ЗВ}$ дорівнює різниці напруги відсічки і напруги затвор—витік.

При подальшому зростанні вихідної напруги струм I_C залишається майже незмінним аж до пробивної напруги $U_{СВ\text{проб}}$ (область III на рис. 1.28, б).

У вихідних характеристиках польового транзистора можна виділити дві робочі області: OA і AB . Область OA називають крутою областю характеристики; область AB — пологою або областю насичення. У крутій області транзистор може бути використаний як омичний керований опір. У підсилюючих каскадах використовують пологі ділянки вихідних характеристик. За точкою B виникає пробій p - n -переходу.

Як видно з рис. 1.28, б із збільшенням $|U_{ЗВ}|$ пробивна напруга транзистора $U_{СВ\text{проб}}$ зменшується. При цьому завжди виконується рівність

$$U_{СВ\text{проб}} = U_{СВ\text{проб}}(\text{при } U_{ЗВ} = 0) + U_{ЗВ}.$$

Передаточна (стокозатворна) характеристика $I_C = f(U_{ЗВ})_{U_{СВ}=\text{const}}$ приведена на рис. 1.28, в.

Якщо $U_{ЗВ} = U_{ЗВ\text{від}}$, транзистор закритий (режим відсічки) і $I_C = 0$. У випадку відкритого транзистора для будь-якого значення вихідного струму I_C буде виконуватися рівність

$$U_{ЗВ} - U_{СВ\text{нас}} = U_{ЗВ\text{від}} = -U_{СЗ\text{нас}},$$

де $U_{СЗ\text{нас}}$ — напруга між стоком і затвором у режимі насичення транзистора.

З порівняння приведених на рис. 1.28 ВАХ видно, що полярності керуючої і вихідної напруг польового транзистора з керуючим p - n -переходом не співпадають.

Реальна структура МОН-транзистора з каналом n -типу показана на рис. 1.29. Металевий затвор ізолюваний від напівпровідникової підкладки шаром діелектрика (звідси еквівалентна назва МОН-транзистора — польовий транзистор з ізолюваним затвором). Нехай на-

пруга на затворі відсутня, тобто $U_{ЗВ} = 0$. Якщо між стоком і витоком підвести напругу зазначеної на рис. 1.29 полярності, то при нульовому потенціалі на затворі на шляху від витоку до стоку виявляються два зустрічно-ввімкнених p - n -переходи, тому струмопровідний переріз каналу b буде мати великий опір, а вихідний струм I_C буде дуже малим (приблизно рівним зворотному струму p - n -переходів). Якщо подати на затвор негативну напругу $U_{ЗВ}$, то поверхневий шар підкладки p -типу,

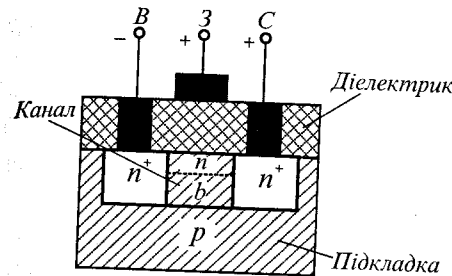


Рис. 1.29

який примикає до металізованої пластини затвору, збагатиться дірками і значення струму I_C практично не зміниться. Якщо ж прикласти до затвору невелику позитивну напругу $U_{ЗВ}$ і поступово її збільшувати, то дірки під впливом поля, створюваного позитивною напругою затвору, будуть уходити з поверхневого шару в глибину підкладки, а електрони — притягуватися, створюючи збагачений електронами поверхневий шар підкладки, який примикає до площини затвору. Кількість цих електронів значно менша, ніж в областях підкладки n^+ -типу, що примикає до витоку і стоку (якщо концентрація основних носіїв заряду в контактованих напівпровідникових областях сильно відрізняється, на два порядки більше, то область з більшою концентрацією помічається символом «+»). Проте цієї кількості електронів відносно до основних носіїв заряду для p -області стає достатньо (з ростом позитивної напруги на затворі) для утворення шару протилежної провідності по відношенню до підкладки p -типу — інверсного шару (шару n -типу). Цей інверсний шар і є струмопровідним каналом n -типу, який замикає дві інші n^+ -області підкладки і який примикає до витоку і стоку. Такий канал називають *індукованим* (наведеним), тобто наведеним полем затвору. Таким чином, наведені канали відсутні у рівноважному стані і утворюються під впливом зовнішньої напруги певної полярності і певного значення. Напруга на затворі, при якій виникає струмопровідний канал, називається пороговою. Якщо вибрати підкладку n -типу, а області витоку і стоку зробити p^+ -типу, то одержимо МОН-транзистор з наведеним p -каналом.

Передаточні і вихідні ВАХ для МДН-транзистора при вмиканні з $СВ$ приведені на рис. 1.30. При цьому вихідні характеристики приведені тільки для наведеного каналу n -типу. Вихідні характеристики МОН-транзистора з наведеним каналом p -типу будуть розташовані у III квадранті, симетрично приведеним на рис. 1.30, б. З характеристик на

рис. 1.30, б видно, що, по-перше, полярності вхідної і вихідної напруг завжди співпадають і, по-друге, збільшення $U_{ЗВ}$ веде до збільшення I_C . Виключення складає тільки вихідна крива, що відповідає $U_{ЗВ1}$, тому що $U_{ЗВ1} \leq U_{ЗВпор}$.

В МОН-транзисторах з вбудованим каналом у поверхні напівпровідника під затвором (при нульовій напрузі на затворі відносно витоку) існує інверсний шар — провідний (вбудований) канал. Цей канал на практиці створюють у вигляді тонкого приповерхневого шару за допомогою іонного легування. Тип провідності каналу збігається з типом провідності витоку і стоку. МОН-транзистори з вбудованим каналом можуть працювати при обох полярностях напруг на затворі. Передаточні і вихідні ВАХ такого транзистора, ввімкненого за схемою СВ, приведені на рис. 1.31.

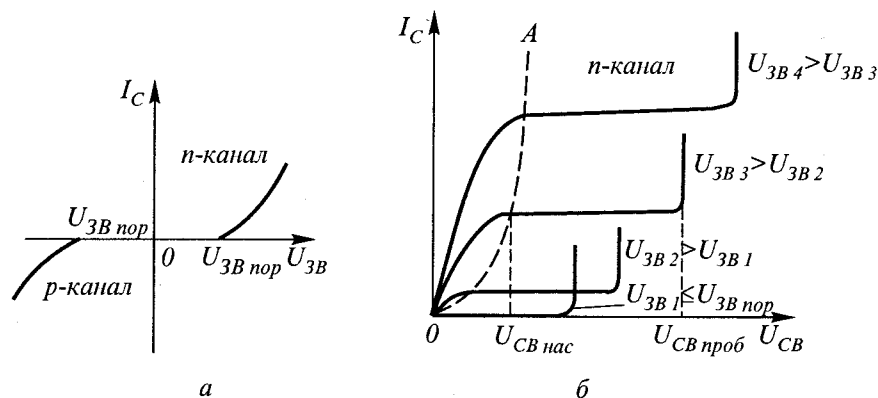


Рис. 1.30

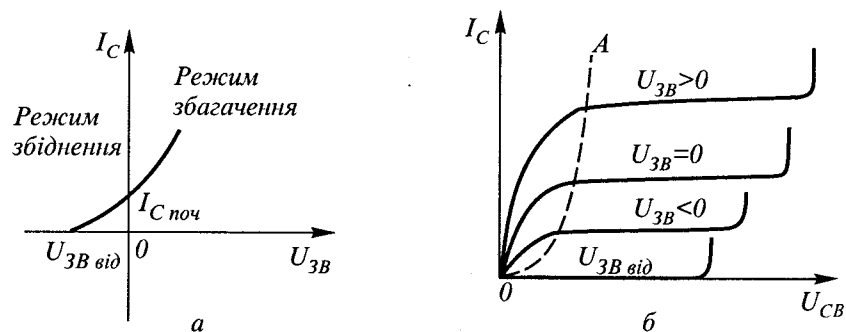


Рис. 1.31

З аналізу цих характеристик видно, що при відсутності керуючої

напруги, коли $U_{ЗВ} = 0$, значення вихідного струму транзистора I_C відрізняється від нуля і дорівнює значенню, яке називають початковим струмом стоку — $I_{Cпoch}$ (див. рис. 1.31, а).

Якщо до затвору відносно витоку і підкладки прикласти негативну напругу, то дірки із підкладки втягуватимуться в канал, а електрони виштовхуватимуться. Провідність каналу, що позбавлений частини основних носіїв, зменшується, в результаті чого знижується струм стоку (режим збіднення). За $U_{ЗВ} = U_{ЗВвід}$ природний канал зникає, і струм стоку дорівнює нулю (див. рис. 1.31, а). Позитивне зміщення на затворі ($U_{ЗВ} > 0$) викликає приток у канал основних носіїв заряду (електронів), в результаті чого зростає струм стоку. Такий режим МОН-транзистора називається режимом збагачення. При збільшенні вхідної напруги струм стоку I_C досягає свого найбільшого значення (границя режиму насичення показана на рис. 1.30, б та 1.31, б штриховою лінією ОА) при вихідній напрузі

$$U_{СВнас} = U_{ЗВ} - U_{ЗВпор}.$$

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

Основними параметрами, якими характеризується польовий транзистор як нелінійний елемент, є:

1. Крутість характеристики (визначається за передаточною характеристикою)

$$S = \Delta I_C / \Delta U_{ЗВ} \text{ при } U_{СВ} = \text{const},$$

що відображає ступінь впливу вхідної напруги на вихідний струм, тобто ефективність керуючої дії затвору, і складає 0,1...500 мА/В.

2. Диференціальний вихідний (внутрішній) опір транзистора

$$R_{вих} = R_i = \Delta U_{СВ} / \Delta I_C \text{ при } U_{ЗВ} = \text{const}.$$

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

3. Вхідний опір

$$R_{вх} = R_{ЗВ} = \Delta U_{ЗВ} / \Delta I_3 \text{ при } U_{СВ} = \text{const}.$$

Він являє собою диференціальний опір $p-n$ -переходу, зміщеного в зворотному напрямі. Оскільки струм затвору I_3 визначається зворотним струмом переходу, то вхідний опір польових транзисторів дуже великий: $10^6 \dots 10^9 \text{ Ом}$.

4. Коефіцієнт підсилення за напругою

$$\mu = SR_i = \Delta U_{CB} / \Delta U_{ЗВ} \text{ при } I_C = \text{const.}$$

5. Диференціальний опір ділянки затвор—стік

$$R_{ЗС} = \Delta U_{ЗС} / \Delta I_C.$$

Цей опір ураховує зворотний зв'язок між виходом та входом польового транзистора.

6. Початковий струм стоку $I_{C \text{ поч}}$ — струм стоку при нульовій напрузі $U_{ЗВ}$; у транзисторів з керуючим p - n -переходом $I_{C \text{ поч}} = 0,2 \dots 600 \text{ мА}$; з вбудованим каналом $I_{C \text{ поч}} = 0,1 \dots 100 \text{ мА}$; з наведеним каналом $I_{C \text{ поч}} = 0,01 \dots 0,5 \text{ мкА}$.

7. Напруга відсічки $U_{ЗВ \text{ від}}$ ($U_{ЗВ \text{ від}} = 0,2 \dots 10 \text{ В}$).

8. Порогова напруга $U_{ЗВ \text{ пор}}$ ($U_{ЗВ \text{ пор}} = 1 \dots 6 \text{ В}$).

9. Опір стік—витік у відкритому стані $R_{СВ \text{ від}}$ ($R_{СВ \text{ від}} = 0,06 \dots 300 \text{ Ом}$).

10. Максимальний струм стоку $I_{C \text{ max}}$ ($I_{C \text{ max}} = 10 \text{ мА} \dots 50 \text{ А}$).

11. Максимальна частота підсилення f_p — частота, на якій коефіцієнт підсилення за потужністю $K_{пР}$ дорівнює одиниці (f_p — десятки ... сотні МГц).

Температурна залежність характеристик польових транзисторів.

Раніше було відзначено, що підсилюючі властивості польових транзисторів (ПТ), пов'язані з процесом переміщення основних для напівпровідника носіїв заряду, тобто струм ПТ визначається концентрацією основних носіїв. Проте відомо, що концентрація основних носіїв у напівпровіднику практично не залежить від температури. Тому і властивості ПТ мало змінюються зі зміною температури.

Основними параметрами ПТ, залежними від температури, є: напруга відсічки та порогова напруга.

На рис. 1.32 приведені передаточні характеристики ПТ з керуючим p - n -

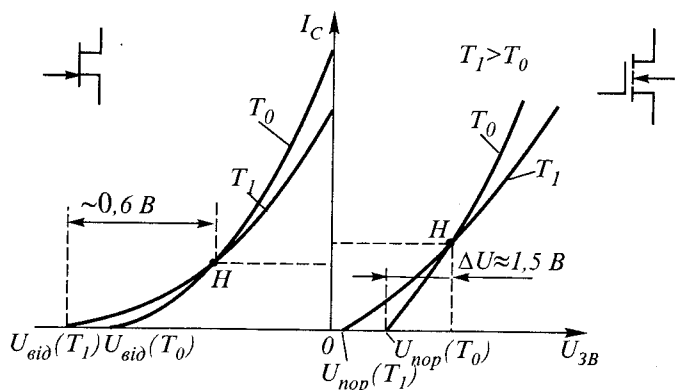


Рис. 1.32

переходом і ізольованим затвором. Із приведених характеристик можна зробити висновок, що для будь-якого типу ПТ існує таке значення струму стоку (відповідне точці H на рис. 1.32), при якому його величина не залежить від температури.

Це пояснюється дією в цьому приладі двох протилежних механізмів. Так, для польового транзистора з керуючим p - n -переходом при підвищенні температури навколишнього середовища зростає власний опір напівпровідникового матеріалу, що приводить як до безпосереднього зменшення струму стоку, так і до додаткового збільшення зворотної напруги на p - n -переході через наявність складової спаду напруги на каналі. Зазначені причини при збільшенні температури призводять до зменшення струму стоку. Проте збільшення температури призводить до зменшення товщини p - n -переходу, що розширює канал. Останнє викликає збільшення струму стоку, що особливо помітно при малих його значеннях. Тому при деяких значеннях струму стоку обидва фактори компенсують один одного і величина струму стоку не залежить від зміни температури.

Для МОН-транзистора з підвищенням температури також характерно зменшення струму стоку, що пояснюється ростом власного опору напівпровідника. В той же час збільшення температури веде до збільшення числа пар електрон—дірка в каналі, тобто до збільшення концентрації носіїв заряду. Природно, це викликає зростання струму стоку, особливо при невеликих його власних значеннях. Отже, і в МОН-транзисторі існують дві протилежні тенденції, ступінь прояви яких залежить від абсолютного значення струму стоку. Наслідком цього є наявність на передаточній характеристиці приладу точки H , для якої струм стоку не залежить від зміни температури навколишнього середовища.

Важливо відмітити ще одну особливість ПТ. У режимі великих струмів стоку підвищення температури навколишнього середовища приводить до зменшення струму I_C , тобто у приладі відсутній позитивний зворотний зв'язок за температурою, притаманний біполярним транзисторам. Збільшення температури автоматично призводить до зменшення потужності, яка розсіюється в ПТ. Таким чином, ПТ менш схильні до теплового пробую, ніж біполярні.

Еквівалентні схеми польових транзисторів. На рис. 1.33 приведені найбільш розповсюджені схеми заміщення для визначення частотних властивостей польових транзисторів (a — з керуючим p - n -переходом; b — з ізольованим затвором). У цих схемах прийнято, що вивід підкладки електрично з'єднаний з витокком. Таке вмикання найбільш часто використовується при розробці схем на ПТ.

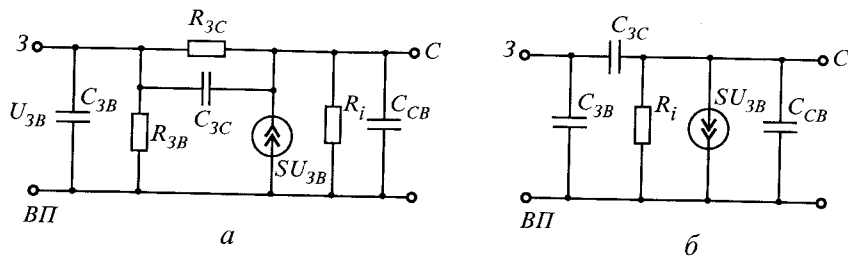


Рис. 1.33

Підсилюючі властивості транзистора, який має крутість S , відображені ідеальним джерелом струму SU_{3B} . Опір R_i характеризує вихідний (внутрішній) опір транзистора. В транзисторі з керуючим p - n -переходом ємність C_{CB} в основному визначається ємністю між електродами стоку і витоків, а в МОН-транзисторі ємність C_{CB} визначається ще й ємністю p - n -переходу між підкладкою і областями витоків і стоку. Тому в МОН-транзисторах ємність C_{CB} значно більша, ніж у транзисторах з керуючим p - n -переходом. Оскільки польовий транзистор працює із зворотно зміщеним p - n -переходом, то ємності C_{3B} і C_{3C} є бар'єрними. Для МОН-транзистора — це ємності затвора відносно областей витоків і стоку. Орієнтовно для малопотужних транзисторів різного типу $C_{3B} = 2 \dots 15 \text{ нФ}$, $C_{3C} = 0,3 \dots 10 \text{ нФ}$; для МОН-транзисторів $C_{CB} = 3 \dots 15 \text{ нФ}$; для транзисторів з керуючим p - n -переходом ємність C_{CB} , як правило, не перевищує 1 нФ . Ці схеми справедливі для частоти, яка дорівнює приблизно $0,7f_p$.

Слід відмітити, що вихідний і вхідний опори ПТ мають ємнісний характер. Активна складова вхідного струму для ПТ з керуючим p - n -переходом обумовлена струмом зворотно зміщеного p - n -переходу і дуже мала.

Відмінні особливості польового транзистора. З принципу дії польового транзистора витікають дві основні його особливості: в усталеному режимі роботи вхідний струм польового транзистора прямує до нуля ($R_{вх} = R_{3B} \rightarrow \infty$); інерційність польового транзистора, на відміну від біполярного, обумовлена тільки процесами перезарядки його вхідної і вихідної ємностей.

Здавалось би, що відсутність процесів зміни об'ємного заряду неосновних носіїв дає перевагу польовому транзистору у швидкодії перед біполярним транзистором. Проте, слід відмітити, що конструкція польового транзистора припускає одержання великих значень його вхідних і вихідних ємностей. Останнє із збільшенням частоти вхідного сигналу призводить до фактичного зменшення коефіцієнту підсилення каскаду

на польовому транзисторі. Дійсно, по постійному струму коефіцієнт підсилення польових транзисторів прямує до нескінченності (вхідний струм прямує до нуля). При збільшенні частоти вхідного сигналу вхідний струм польового транзистора, який визначається його вхідною ємністю, зростає, що еквівалентно зменшенню значення коефіцієнта підсилення. Тому прийнято вважати, що у загальному випадку по швидкодії, підсиленню і частотним властивостям польовий транзистор, як правило, не має переваг перед біполярним транзистором.

Проте розробка польового транзистора з так званим коротким каналом дозволила створити напівпровідниковий високочастотний транзистор порівняно великої потужності ($50 \dots 100 \text{ Вт}$), нездійснений зараз у біполярному транзисторі.

Польові транзистори мають переваги перед біполярними транзисторами в більшій температурній стабільності їх характеристик. Це пояснюється тим, що основна температурна нестабільність характеристик біполярного транзистора обумовлена сильною залежністю кількості неосновних носіїв заряду в напівпровіднику. Враховуючи, що польовий транзистор працює з використанням тільки основних носіїв заряду, які в меншому ступені підлягають температурному впливу, в ньому відсутній позитивний зворотний зв'язок за температурою, притаманний біполярним транзисторам.

Основними перевагами польового транзистора є його великий вхідний опір по постійному струму і висока технологічність. Останнє обумовлює широке використання польових транзисторів при розробці цифрових інтегральних схем.

Дискретні польові транзистори класифікують за потужністю і частотою аналогічно біполярним.

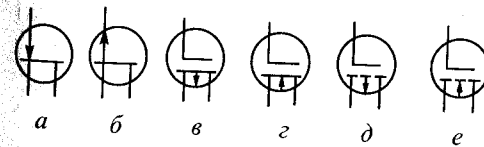


Рис. 1.34

На рис. 1.34 показані умовні графічні позначення польових транзисторів: *a* — з керуючим переходом та каналом n -типу; *б* — з керуючим переходом та каналом p -типу; *в* — з ізольованим затвором та вбудованим каналом p -типу; *г* — з ізольованим затвором та вбудованим каналом n -типу; *д* — з ізольованим затвором та наведеним каналом p -типу; *е* — з ізольованим затвором та наведеним каналом n -типу.

Позначення польових транзисторів аналогічні позначенням біполярних транзисторів, тільки замість літери Т ставиться літера П, наприклад, КП103А, КП105Б та ін.

Дані полярності робочих напруг на електродах для різних типів польових транзисторів наведені в табл.1.5.

Таблиця 1.5

Тип тран- зистора	Тип каналу	Тип під- ладки	Режим роботи	$U_{зв}$	$U_{св}$	$U_{зв\text{ під}}$
З керуючим p - n -перехо- дом	p	n	Збіднення	> 0	< 0	> 0
	n	P		< 0	> 0	< 0
МОН-струк- тура з вбудо- ваним каналом	p	n	Збіднення Збагачення	> 0 < 0	< 0	> 0
	n	P	Збіднення Збагачення	< 0 > 0	> 0	< 0
МОН-струк- тура з наведеним каналом	p	n	Збагачення	< 0	< 0	< 0
	n	P		> 0	> 0	> 0

1.6. ОДНОПЕРЕХІДНІ ТРАНЗИСТОРИ

Одноперехідний транзистор (ОПТ), або двохбазовий діод, являє собою напівпровідниковий прилад з одним переходом, який має ділянку ВАХ з негативним диференціальним опором. Основні відмінні властивості цього приладу — простота конструкції, стабільність параметрів, порівняно велика вихідна потужність — забезпечують йому широку область застосування.

Конструктивно прилад виконаний у вигляді монокристалічної пластинки напівпровідникового матеріалу (кремнію або германію) n -типу, на кінцях якої розташовані омичні (невипрямні) контакти баз B_1 та B_2 , а на боковій поверхні один p - n -перехід (рис. 1.35, а, б). Вивід з області p називають емітером.

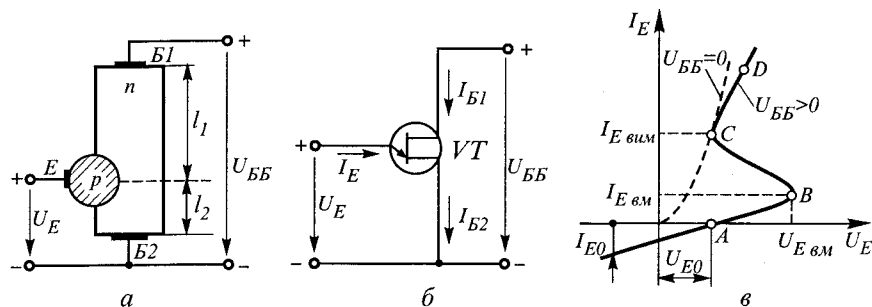


Рис. 1.35

Звичайно довжина l_2 бази B_2 значно менше довжини l_1 бази B_1 .

До виводів B_1 , B_2 підводиться зовнішня напруга $U_{ББ}$, під дією якої через ОПТ протікає міжбазовий струм $I_{ББ}$. Цей струм викликає в кристалі спади напруг, які розподіляються пропорційно довжинам ділянок l_1 та l_2 , $l_1 \gg l_2$. Спад напруги ΔU в області бази B_1 прикладений «плюсом» до n -області, що примикає до емітера, а «мінусом» через внутрішній опір джерела сигналу до емітера, тобто p - n -перехід емітер—база зміщений у зворотному напрямку і через нього протікає невеликий зворотний струм I_{E0} (рис. 1.35, в). При збільшенні напруги U_E зворотний струм I_{E0} зменшується і стає рівним нулю, коли $U_E = U_{E0} = U_{Б1}$. Цей момент відповідає точці А на ВАХ ОПТ. При подальшому збільшенні позитивної напруги U_E , при якому виконується умова $U_E > U_{E0}$, перехід зміщується у прямому напрямку і через нього протікає прямий струм, зростаючий з ростом U_E (ділянка АВ рис. 1.35, в). При протіканні прямого струму відбувається накопичення носіїв заряду в надемітерному шарі бази B_1 , що знижує її опір, а отже, напругу $U_{Б1}$. Зменшення $U_{Б1}$ рівнозначне збільшенню позитивної напруги U_E відносно бази B_1 . Потенціальний бар'єр знижується, створюючи умови для інжекції додаткових носіїв з емітера в базу B_1 та подальшого зростання струму емітера. Відбувається подальше зниження опору бази B_1 (електрична модуляція бази). Такий процес розвивається лавиноподібно при певному значенні $U_E \geq U_{ЕВМ}$. Різке зростання струму емітера супроводжується зниженням напруги на емітері, що призводить до появи ділянки з негативним диференціальним опором (ділянка ВС) ВАХ ОПТ.

Коли шар бази B_1 насичується зарядами і його опір припиняє зменшуватися, зростання струму емітера пов'язано з підвищенням напруги на емітері. При цьому має місце перехід від ділянки характеристики з негативним диференціальним опором до позитивного (ділянка CD).

При збільшенні напруги $U_{ББ}$ ВАХ зміщується паралельно собі праворуч без зміни форми, а при зниженні — ліворуч. При $U_{ББ} = 0$ ВАХ набуває вид характеристики звичайного діода. До основних параметрів ОПТ відносять: струм вмикання — $I_{ЕВМ}$; струм вимикання — $I_{ЕВМ}$; напруга вмикання — $U_{ЕВМ}$; міжбазовий опір — $R_{ББ}$; коефіцієнт внутрішнього відношення напруг (коефіцієнт передачі) — η ; струм витoku — I_{E0} ; потужність розсіювання — P ; залишкова напруга на ОПТ в провідному стані — U_3 ; час вимикання — $t_{ВМ}$.

Одноперехідні транзистори застосовуються як ключові елементи в генераторах релаксаційних коливань, подільниках частоти, для керування тиристорами, в різних перемикаючих пристроях, порогових пристроях та ін.

1.7. ТИРИСТОРИ (SCR – Silicon Controlled Rectifier)

Тиристорами називаються напівпровідникові прилади з трьома (і більше) p - n -переходами, які мають два стійких стани і можуть перемикатися з закритого стану у відкритий і навпаки. Розрізняють діодні (некеровані) і тріодні (керовані) тиристори. Діодний тиристор називають диністором.

Диністор представляє собою двополюсну чотиришарову p_1 - n_1 - p_2 - n_2 -структуру (рис. 1.36). Крайні шари p_1 , n_2 з металевими контактами A та K (анод і катод) є емітерними. Якщо між анодом і катодом підключена зовнішня постійна напруга вказаної на рис. 1.36 полярності, то переходи 1 та 3 зміщуються у прямому напрямі, а перехід 2 — у зворотному і на ньому падає практично вся напруга зовнішнього джерела U_d . Структуру диністора можна уявити складеною з двох транзисторів p_1 - n_1 - p_2 і n_1 - p_2 - n_2 , у яких області n_1 та p_2 умовно поділені (рис. 1.36). Перехід 1 є емітерним переходом першого транзистора, через який дірки інжектують з області p_1 в область n_1 , яка виконує роль бази для цього транзистора. Частина з них, уникнувши рекомбінації, досягає зворотно зміщеного колекторного переходу 2 і перекидається його полем у колектор p_2 першого транзистора, який у той же час є базою другого транзистора.

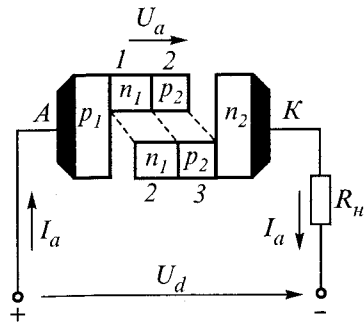


Рис. 1.36

Цей струм визначається виразом $I_p = I_{pK0} + \alpha_1 I_a$, де I_{pK0} — зворотний дірковий струм колекторного переходу; α_1 — коефіцієнт передачі струму емітера першого транзистора. Поява дірок у базі p_2 другого транзистора (n_1 - p_2 - n_2) приводить до утворення некомпенсованого заряду. Цей заряд, зменшуючи висоту потенціального бар'єра емітерного переходу 3 другого транзистора, викликає зустрічну інжекцію електронів з емітерної області n_2 другого транзистора в область p_2 , яка є базою для другого транзистора і колектором для першого. Інжектвані електрони, продифундувавши через базу p_2 , досягають переходу 2 і переводяться його полем у колектор n_1 другого транзистора, який є одночасно базою першого транзистора (p_1 - n_1 - p_2). Значення електронного струму дорівнює $I_n = I_{nK0} + \alpha_2 I_a$, де I_{nK0} — зворотний електронний струм колекторного переходу; α_2 — коефіцієнт передачі струму емітера другого транзистора.

Враховуючи, що дірки і електрони рухаються назустріч один одному, сумарний струм розглядуваної структури

$$I_a = I_p + I_n = I_{pK0} + I_{nK0} + (\alpha_1 + \alpha_2) I_a = I_{KB0} + \alpha_\Sigma I_a,$$

де I_{KB0} — зворотний струм тиристора, а α_Σ — сумарний коефіцієнт струму емітера.

Вирішуючи одержаний вираз відносно I_a , одержуємо

$$I_a = \frac{I_{KB0}}{1 - \alpha_\Sigma}. \quad (1.51)$$

Як видно з (1.51) при $\alpha_\Sigma \rightarrow 1$ $I_a \rightarrow \infty$. Дана умова є умовою перемикавання диністора. Фізично це означає, що при $\alpha_\Sigma = 1$ інжекція електронів у області n_1 призводить до появи некомпенсованого об'ємного заряду, який, понижуючи висоту потенціального бар'єра переходу 1, викликає зустрічну повторну інжекцію дірок з області p_1 в область n_1 і т. д. Таким чином, у структурі розвивається лавиноподібний процес збільшення струму (ділянка OA , рис. 1.37), що аналогічно наявності позитивного зворотного зв'язку за струмом.

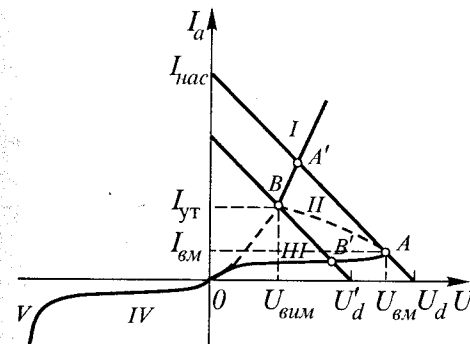


Рис. 1.37

Коли зовнішня напруга U_d досягне U_{BM} , внутрішній позитивний зв'язок викличе лавиноподібний процес інжекції основних носіїв заряду з емітерних областей у бази. Різка збільшення концентрації електронів у базі n_1 та дірок у базі p_2 призводить до швидкого (сумірного з тривалістю лавиноподібного процесу) зниження напруги на зворотно-змщеному переході 2,

а отже, до зменшення напруги на тиристорі.

Описані процеси визначають ВАХ диністора, показану на рис. 1.37, на прямій вітці якої можна виділити дві стійкі зони: область III з малими значеннями струму I_a при великих значеннях напруги U_a і область вмикавання I з великими значеннями струму I_a при малих значеннях напруг U_a . Точки A та B відповідають умові $\alpha_\Sigma = 1$ і називаються відповідно точками вмикавання і утримання диністора, а відповідні їм струми називають струмом вмикавання (I_{BM}) та струмом утримання (I_{UT}). Між точками A та B лежить зона II, в якій диністор володіє негативним диференціальним опором.

У відповідності з другим законом Кірхгофа для схеми рис. 1.36 маємо $U_d = U_a + R_n I_a$. Рішенням цього рівняння буде точка перетину лінії

навантаження R_H та ВАХ диністора (робоча точка). Якщо напруга на диністорі (рис. 1.37) досягне напруги вмикання U_{BM} , то робоча точка стрибком переходить зі стану A в A' . При зменшенні напруги робоча точка із B стрибком переходить у B' . Робочою ділянкою ВАХ є ділянка BA' . При цьому спад напруги між анодом і катодом диністора невеликий, оскільки всі переходи зміщені в прямому напрямі.

Для вимикання диністора необхідно зменшити прямий струм I_a до значення, що не перевищує значення струму утримування I_{UT} (точка B на рис. 1.37), або подати на диністор напругу зворотної полярності. Після зміни полярності зовнішньої напруги переходи 1 і 3 зміщуються у зворотному напрямі, а перехід 2 залишається прямо зміщеним. ВАХ така сама, як і у звичайного діода для зворотного вмикання.

Зворотна вітка ВАХ диністора може бути поділена на дві області: IV — область зворотного зміщення та V — область пробою структури.

Таким чином, керування струмом I_a диністора можливо або за рахунок зміни значення і напрямку напруги зовнішнього джерела, прикладеної між анодом і катодом пристрою при незмінному опорі навантаження ($R_H = \text{const}$), або зміною опору навантаження при незмінній напрузі зовнішнього джерела ($U_d = \text{const}$).

Триодний тиристор (далі будемо його називати просто тиристор) — представляє собою чотиришарову $p_1-n_1-p_2-n_2$ структуру, в якій одна з базових областей зроблена керуючою (рис. 1.38). У залежності від того, база якого умовного транзистора зроблена керуючою, розрізняють тиристори з анодним та катодним керуванням. Базовий вивід дає можливість керувати струмом близько лежачого емітера. Для цього на керуючий електрод (KE) необхідно подати напругу такої полярності, яка б забезпечила вмикання відповідного емітерного переходу. В цьому випадку процеси вмикання та вимикання тиристора, тобто керування його струмом I_a здійснюються не за рахунок прикладеної між анодом та катодом напруги зовнішнього джерела (як у диністора), а за рахунок зміни струму керуючого електрода $I_{кер}$, який є, як це видно з рис. 1.38, вхідним електродом, ввімкненим в електричне коло тиристора.

Як вже було відмічено раніше, для переводу диністора, а також тиристора, в вимкнений стан необхідно забезпечити зменшення прямого струму через нього до нуля (нижче струму утримування I_{UT} , який для тиристорів набагато нижчий за анодний

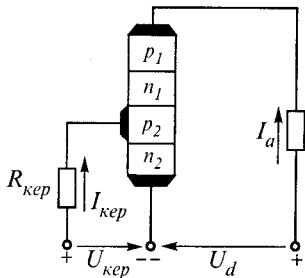


Рис. 1.38

струм I_a . Наприклад, для тиристора з $I_a = 10 \text{ А}$ струм утримування $I_{UT} = 70 \text{ мА}$). При цьому починається процес розсмоктування накопичених у напівпровідниковій структурі зарядів (дірок та електронів). В результаті процесу рекомбінації дірок з електронами, що займає кінцевий відрізок часу, через тиристор тече зворотний струм, який після розсмоктування зарядів спадає практично до нуля, і зворотна напруга на тиристорі зростає до значення, яке визначається напругою зовнішнього джерела живлення U_d . Проте, для того щоб тиристор зміг знову втримувати без вмикання пряму напругу, потрібен деякий час. Цей час називається часом вимикання тиристора. За цей час тиристор відновлює свої запірні властивості. Він зумовлений процесом рекомбінації носіїв у області середнього переходу і мало залежить від зовнішньої напруги.

ВАХ тиристора при різних струмах керування приведені на рис. 1.39, а. При зворотній напрузі ця характеристика така сама, як і у діода. Як видно з рис. 1.39, а, зі збільшенням $I_{кер}$ зменшується напруга перемикавання U_{BM} тиристора, і при достатньо великому значенні $I_{кер}$ вид прямої вітки ВАХ тиристора аналогічний прямій вітці ВАХ діода, при цьому струм керування дорівнює струму спрямлення ($I_{кер} = I_{спр}$). При $I_{кер} = 0$ ВАХ тиристора аналогічна ВАХ диністора, тобто тиристор ввімкнеться тільки тоді, коли пряма напруга перевищить визначене для даного типу тиристора значення (U_{BM0}). Ввімкнення тиристора прямою напругою звичайно відповідає аварійним режимам.

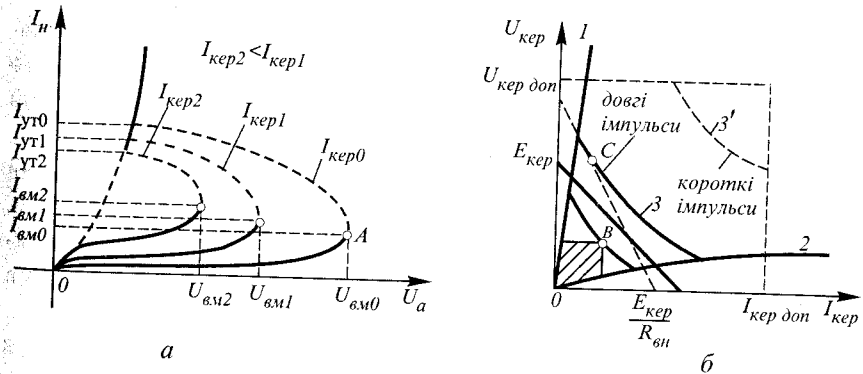


Рис. 1.39

Оскільки вмикання тиристора залежить від керуючого струму, то в довідкових матеріалах звичайно приводять також діаграму ВАХ керуючого електрода (вхідну) $U_{кер} = f(I_{кер})$ (рис. 1.39, б). На ній приводяться граничні характеристики (криві 1 та 2). Крива 1 відповідає приладу з максимальним вхідним опором при мінімально допустимій температурі, а крива 2 — приладу з мінімальним вхідним опором при максимально

допустимій температурі. Зверху і праворуч діаграма обмежується прямими, які відповідають максимально допустимим значенням струму керування $I_{кер\max}$ та напрузі на керуючому електроді $U_{кер\max}$ (в залежності від температури). В нижній частині діаграми також вказують область (на рис. 1.39, б ця область заштрихована), яка обмежена мінімальними значеннями постійного струму та напруги, необхідними для вмикання будь-якого тиристора даного типу. Лінія навантаження джерела керування $E_{кер}$ не повинна проходити нижче області гарантованої зони вмикання тиристора на постійному струмі (заштрихована область) і може торкатися цієї області (точка В). З іншого боку, лінія навантаження $R_{вн\min}$ не повинна проходити вище лінії допустимої потужності втрат у колі керування для даної тривалості імпульсу керування (на рис. 1.39, б приведені криві 3 та 3' допустимої потужності на керуючому електроді для різних значень тривалості керуючих імпульсів, тому що на практиці тиристор керується не постійним струмом, а імпульсним, який забезпечує ввімкнення тиристора у необхідний момент часу) — точка С. Таким чином, лінією навантаження може бути лінія $R_{вн}$, положення якої на діаграмі визначає напруга $E_{кер}$ та струм $E_{кер}/R_{вн}$ генератора.

Тому що звичайний тиристор можна тільки ввімкнути за допомогою керуючого електрода, його іноді називають одноопераційним.

Більшість типів тиристорів вмикаються струмами із значеннями декілька сотень міліампер при напругах на керуючому електроді, не перевищуючих 10 В. Тривалість керуючого імпульсу повинна бути більше декількох мікросекунд (у залежності від типу тиристора). Для чіткого та швидкого вмикання тиристора керуючі імпульси повинні мати крутий фронт (біля 1 мкс).

Треба відмітити, що, на відміну від транзистора, тиристор після того, як ввімкнувся, залишається у ввімкненому стані. Таким чином, сигнал керування потрібний тільки під час переходу тиристора з вимкненого стану в ввімкнений. Тривалість імпульсу керування повинна бути більшою за час вмикання тиристора $t_{імп} > t_{вм}$.

Отже, на відміну від транзистора, тиристор — це напівкерований ключ, що вмикається за допомогою коротких імпульсів струму, які подаються на керуючий електрод, але не може бути вимкненим за його допомогою.

В схемах багатьох типів перетворювачів до тиристорів підключаються зустрічно-паралельні діоди, які шунтують тиристор при появі на ньому зворотної напруги. У таких випадках зворотна напруга на тиристорі стає малою і не перевищує значень прямого спаду напруги на діодах

(як правило, долею вольт). Це обумовило розробку інших типів тиристорів — асиметричних (АТ) і тиристорів зі зворотною провідністю (ТП) (тиристори, які проводять у зворотному напрямі). Для тиристорів, які проводять у зворотному напрямі та допускають роботу у зворотному напрямі у якості діода, запроваджено позначення ТД (тиристодіод).

Асиметричні тиристори одержують введенням у структуру тиристора допоміжного шару з провідністю n -типу. В результаті значення зворотної напруги, що витримується тиристором без його вмикання, значно зменшується (до декількох десятків вольт). Проте при цьому суттєво (у 2—3 рази) зменшується час вимкнення тиристора. Такими самими властивостями володіє і тиристор зі зворотною провідністю, який має, подібно АТ, п'ятишарову структуру і додаткове діодне кільце. Швидкодія тиристорів АТ та ТП дозволяє використовувати їх у схемах з підвищеними частотами.

Для електричних кіл змінного струму розроблено спеціальний прилад — симетричний тиристор (симістор, тріак), який може бути у провідному стані в обох напрямках (тобто незалежно від полярності прикладеної до нього напруги). Керування симетричним тиристором здійснюється так само, як і тиристором. Симетричний тиристор, на відміну від тиристора, має п'ятишарову структуру напівпровідника з різного виду провідностями p - та n -типу. На рис. 1.40, а приведена ВАХ симістора. Симістор може комутувати струм будь-якого напрямку, тому він замінює собою коло з двох звичайних тиристорів, ввімкнених зустрічно-паралельно (рис. 1.40, б).

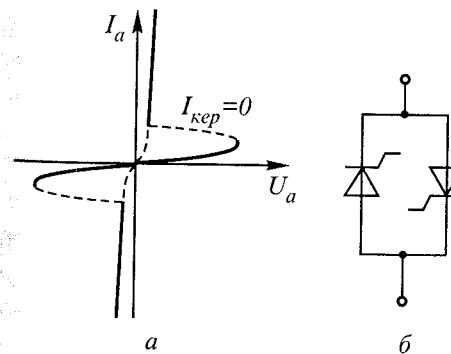


Рис. 1.40

Тиристор має принциповий недолік — неповну керованість. Для його вимкнення необхідно забезпечити зменшення анодного струму до нуля, що досягається у значній кількості електронних пристроїв введенням додаткових вузлів примусової (штучної) комутації. Останні виконуються на основі енергонагромаджуючих пристроїв (звичайно, конденсаторів), підключення

яких у відповідній полярності до ввімкненого тиристора створює умови для зниження до нуля анодного струму тиристора. Ці додаткові комутуючі вузли збільшують масу тиристорного пристрою та значно погіршують його техніко-економічні характеристики. Тому паралельно

з розробкою тиристорів проводились дослідження можливості і їх вимикання по керуючому електроду шляхом подачі на нього негативного керуючого імпульсу. Завдяки досягненням в області технології силових напівпровідникових приладів були створені і постійно удосконалюються потужні запірні (двоопераційні) тиристири 3Т—GTO—Gate Turn-Off Thyristor).

Високі технічні характеристики 3Т досягаються, головним чином, за рахунок зміни структури 3Т у порівнянні з структурою тиристорів. Зокрема, в структурах 3Т забезпечується висока провідність зони керуючого елемента, що дозволяє більш інтенсивно блокувати протікання прямого струму при подачі на керуючий електрод негативного відносно катоду імпульсу.

Для вмикання і вимикання 3Т звичайно використовують два окремих джерела напруги (рис. 1.41). При вимиканні 3Т слід прагнути забезпечити оптимальну (по часу вимикання та комутаційним втратам потужності) швидкість зростання струму керування. Це може бути досягнуто введенням відповідного значення індуктивності в коло керування по вимиканню. Схема керування 3Т повинна забезпечувати: потужні імпульси струмів вмикання і вимикання, тривалий струм керування при малих навантаженнях тиристора, тривалу негативну запірну напругу для надійного вимикання тиристора.

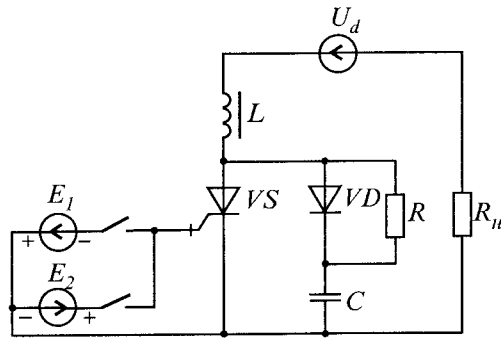


Рис. 1.41

Коефіцієнт запирання (відношення анодного струму, що вимикається, до запірного струму керування $K_{\text{зап}} = I_a / I_{\text{кер}}$) звичайно не перевищує 5. Слід відмітити, що 3Т більш критичні до швидкості зростання прямої напруги, ніж тиристири, і тому рекомендується, як правило, шунтувати 3Т колом, яке складається з конденсатора C (снаберний), резистора R та діода VD , а для обмеження значення анодного струму при вмиканні послідовно з 3Т ввімкнути дросель насичення L (рис. 1.41). В останній час 3Т були модернізовані і з'явився новий клас приладів — тиристор, що комутується по затвору (GCT — Gate Commutated Thyristor або

IGCT — Integrated Gate Commutated Thyristor). В цих приладах повний струм вмикання комутується через керуючий електрод. Для досягнення високих швидкостей комутації анодного струму в GCT необхідно керувати струмом, рівним або більшим за анодний ($K_y \leq 1$) при швидкості зміни керуючого струму 1000—3000 А/мкс. В результаті майже на порядок зменшується (у порівнянні з GTO) час комутації, знижуються комутаційні втрати. GCT можуть працювати без снаберного конденсатора.

Для забезпечення високих швидкостей керуючого струму сконструйовано низькоіндуктивні конструкції з концентричним виводом керуючого електроду в притискній таблетковій конструкції. В IGCT ця конструкція об'єднана з багатошаровою плоскою схемою керування (драйвером). Крім того, в IGCT є інтегрований на одному кристалі з GCT зворотний швидко-відновлювальний діод. Зараз отримані наступні параметри IGCT: $U = 3,5 \text{ кВ}$; $I = 3 \text{ кА}$; прямий спад напруги 1,9 В (у GTO — 3,2 В); швидкість наростання керуючого струму 3000 А/мкс (у GTO — 500 А/мкс); потужність керування при $f_{\text{ком}} = 500 \text{ Гц}$ 15 Вт (у GTO — 80 Вт).

Можливість роботи без снабера, легкість послідовного з'єднання IGCT дає перевагу їх застосуванню у високовольтних перетворювачах потужністю 1—100 МВА.

Основними параметрами тиристора є :

1. Номінальний прямий струм $I_{a \text{ ср}}$, що характеризує допустиме нагрівання тиристора за номінальних умов відводу тепла до номінальної температури.
2. Номінальний прямий спад напруги U_T на тиристорі при протіканні номінального струму.
3. Допустима зворотна напруга $U_{\text{зв доп}}$, яку можна тривалий час прикладати до тиристора під час його експлуатації. Ця напруга приблизно в два рази менша за пробивну напругу $U_{\text{проб}}$, яка встановлюється візуально за місцем згину зворотної вітки ВАХ на екрані осцилографа.
4. Напруга вмикання $U_{\text{вм0}}$, що являє собою найменшу пряму напругу, яка перемикає тиристор із закритого у відкритий стан при розімкнутому колі керування.
5. Струм у відкритому стані тиристора I_a , який є мінімальним прямим струмом, що підтримує тиристор у ввімкненому стані безпосередньо після його вмикання і зняття імпульсу керування. Струм I_a потрібно враховувати при розрахунках мінімальних навантажень тиристорних пристроїв. Звичайно для потужних пристроїв цей струм становить декілька сотень міліампер і залежить від температури.
6. Струм утримання $I_{\text{ут}}$, що є мінімальним прямим струмом, який, протікаючи через тиристор при розімкнутому колі керування, не вимикає його.

7. Час вмикання $t_{\text{вм}}$ — інтервал часу між початком керуючого імпульсу, що подається на керуючий електрод, та моментом, коли значення прямої напруги U_a зменшиться до 10 % свого початкового значення при роботі тиристора на активне навантаження.

8. Час вимикання $t_{\text{вим}}$ (іноді його називають часом відновлення вентиляльних властивостей тиристора) — мінімальний інтервал часу між моментом проходження прямого струму I_a через нуль та моментом проходження через нуль повторно прикладеної прямої напруги, що не викликає вмикання тиристора.

9. Критична швидкість наростання прямої напруги $(du_a/dt)_{\text{крит}}$ у закритому стані — найбільше значення швидкості наростання напруги, яке в певних умовах не викликає перемикання тиристора із закритого стану у відкритий.

10. Критична швидкість наростання струму у відкритому стані $(di_a/dt)_{\text{крит}}$, яку тиристор може витримати без пошкоджень.

Коло керування тиристора характеризується мінімальними напругою та струмом, які забезпечують надійне вмикання тиристора за номінальних умов експлуатації, а також максимальними напругою та струмом, що не викликають пошкодження тиристора.

На рис. 1.42 показані умовні графічні позначення тиристорів: *а* — диністор (діодний тиристор); *б* — тиристор з керуванням по катоду; *в* — тиристор з керуванням по аноду; *г* — запірний тиристор з керуванням по катоду; *д* — запірний тиристор з керуванням по аноду; *ж* — симетричний тиристор.

У позначенні тиристора повинні вміщатися наступні елементи:

— літера Т, яка означає тиристор, та літера, яка означає вид тиристора (Б — швидкодіючий, С — симетричний, Ч — частотний, або тиристор, що швидко відновлюється, П — із зворотною провідністю та ін.);

— три цифри, які характеризують типорозмірний ряд та інші конструктивні дані;

— число, яке вказує середній струм в амперах;

— клас за напругою та номери груп за критичною швидкістю наростання напруги, часом вмикання та вимикання та ін.

Приклади умовних позначень:

Тиристор швидкодіючого типу ТБ133-250, восьмого класу, з критичною швидкістю наростання прямої напруги у закритому стані за групою 5, часом вимикання за групою 2: ТБ133-250-8-52.

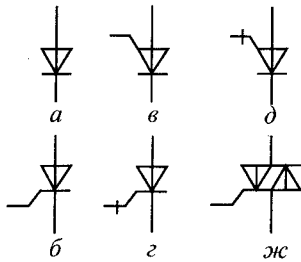


Рис. 1.42

Тиристор типу Т143-500, дванадцятого класу, з критичною швидкістю наростання прямої напруги у закритому стані за групою 4, з імпульсною напругою у відкритому стані від 1,70 до 1,80 В: Т143-500-12-4-1,70-1,80.

Тиристор симетричного типу ТС161-160, п'ятого класу, з критичною швидкістю наростання комутаційної напруги за групою 3 : ТС161-160-5-3.

1.8. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ ДЛЯ ПРИСТРОЇВ СИЛОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

Силова електроніка охоплює методи і засоби, які забезпечують регулювання параметрів електричної енергії за допомогою електронних вентилів — комутаторів електричних кіл. Вже із визначення силової електроніки, з якого виходить, що зміна параметрів електричної енергії здійснюється без значних її втрат, витікає, що найважливішою властивістю пристрою, здійснюючого перемикання електричного кола, повинні бути малі втрати в статичних та динамічних режимах. Очевидно також, що силові електронні вентиля повинні володіти повною керованістю, малим часом вмикання та вимикання, керуватися малопотужними сигналами.

Розвиток силової електроніки увесь час був націлений на зменшення габаритів та маси, на підвищення надійності та ефективності за рахунок поліпшення характеристик приладів силової електроніки — силових ключів та зменшення вартості виробництва.

В силовій електроніці широке застосування знайшли силові біполярні транзистори (БТ).

Добре відомі достоїнства БТ як перемикаючого елемента схем: можливість вимикання при знятті керуючого сигналу та приблизно на порядок у порівнянні з тиристорами менший час вимикання. Ці обставини дозволяють конструювати перетворювальні пристрої на їх основі з збільшеним робочим діапазоном частот, суттєво зменшити масу, об'єм та кількість допоміжних елементів перетворювача, а також вирішити ряд схематичних задач більш економічно ефективними шляхами.

Основний недолік БТ — нездатність витримувати великі струмові перевантаження та небезпека виникнення вторинного пробою — приводить до необхідності використовувати їх при робочих напругах, значно менших зазначених у паспортних даних, і вживати додаткові засоби для забезпечення захисту транзисторів від перевантаження. Інші недоліки — неможливість паралельного з'єднання приладів без їх спеці-

ального добору, або добору вирівнювальних опорів (це можливо при виготовленні інтегральної або гібридної збірки), мале підсилення при великих струмах, що приводить до необхідності застосовувати великі базові струми керування для забезпечення роботи приладу у відкритому стані. Останній недолік може бути виключений шляхом створення транзисторів Дарлінгтона. Проте, з'єднання приладів у транзисторі Дарлінгтона приводить до збільшення його опору у відкритому стані та зменшенню швидкодії.

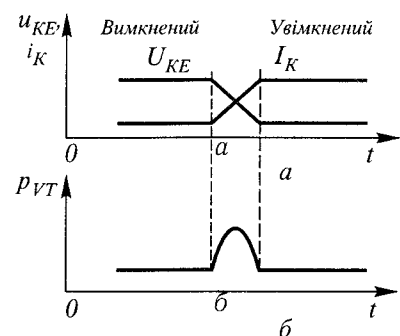


Рис. 1.43

При використанні силових БТ як ключових елементів слід враховувати, що на інтервалах перемикання з відкритого стану в закритий і навпаки в структурі БТ виділяється підвищена потужність. Це зумовлено кінцевими значеннями часу спаду і зростання струму та напруг на інтервалах комутації, називаються траєкторіями перемикання. Під час виключення БТ перевищується потужність, що виділяється при перемиканні. Щоб виділена потужність зменшувалась, приймають спеціальні схематичні міри, які змінюють траєкторії перемикання. Крім того, при використанні транзистора в імпульсному режимі особливо при підвищених частотах, значення комутуючих струмів та напруг повинні бути значно менше найбільш допустимих. Звичайно вони відповідають 50..60 % від найбільш допустимих значень. У цілому зазначені міри приймаються для забезпечення роботи БТ у так званій області безпечної роботи. Ця область звичайно визначається експериментально для конкретного типу транзистора з урахуванням конкретних умов його використання. В якості прикладу на рис. 1.44 приведена схема транзистора VT з колом, яке формує траєкторію перемикання. Конденсатор C цього кола затягує зростання напруги на транзисторі при його вимиканні, а дросель L обмежує швидкість

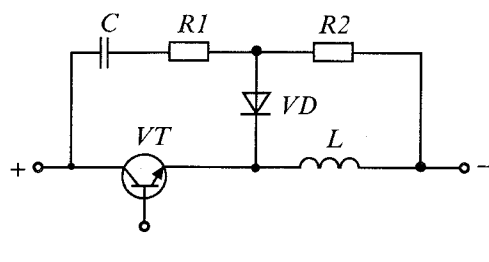


Рис. 1.44

зростання струму при вмиканні. Резистори $R1$ та $R2$ поглинають енергію, що накопичилась у конденсаторі C та дроселі L при комутації. Діод VD відокремлює коло скиду енергії дроселя L від RC -кола. Зростання тривалості фронтів, зростання напруги та струму при вимиканні та вмиканні БТ приводить до зменшення миттєвих значень потужності, що виділяється при комутації. При певних параметрах кола потужність може дорівнювати нулю. Проте очевидно, що цей ефект досягається погіршенням частотних властивостей ключового елемента. Крім того, наявність RC -кола ускладнює ключовий елемент та призводить до виділення активної потужності в його активних елементах.

Таблиця 1.6

Параметр	SCR	Тіас	GTO	BPT	MOSFET	IGBT	SIT	SITh	MCT
Найбільші значення напруг та струмів комутації (досягнуті)	10000 В 4500 А	800 В 40 А	4500 В 3000 А	1200 В 800 А	500 В 50 А	3500 В 1200 А	1200 В 300 А	1200 В 300 А	1000 В 50 А
Керування	струм	струм	струм	струм	напруга	напруга	напруга	напруга	напруга
Температурний діапазон роботи °C	-40÷125	-40÷115	-40÷125	-40÷150	-40÷150	-20÷150	-50÷150	-40÷125	-55÷150
Обмеження області безпечної роботи (T_j - температура переходу)	—	—	Вторинний пробій при вимиканні	Вторинний пробій і обмеження T_j	Обмеження T_j	Обмеження T_j	Обмеження T_j	Обмеження T_j	Обмеження T_j
Прямий спад напруги, В	1,9	1,4	4,0	1,9	3,2	1,2	1,8	4,0	1,1
Залежність провідності від температури	негативна	негативна	негативна	негативна	позитивна	позитивна	позитивна	негативна	негативна
Частота комутації, Гц	<400	<400	<2000	<10000	<100000	<50000	<70000	<3000	<20000
Коефіцієнт підсилення за струмом	—	—	4-5	200	—	—	—	3	—
Максимальні значення dU/dt , В/мкс	30	5	Обмежені втратами в приладі	Обмежені втратами і ОЕР	Обмежені ефектом Міллера	Обмежені втратами в приладі	Дуже великі	2000	5000
Максимальні значення di/dt , А/мкс	2000	0,021	300	100	Дуже великі	Дуже великі	Дуже великі	900	1000
Спаєр	RC	RC	RC або RCD	RCD	(або RCD)	(або RCD)	(або RCD)	RCD	(або RCD)

Зараз БТ (по схемі складеного транзистора), що випускаються в світі, мають характеристики, наведені в табл. 1.6.

Області застосування БТ у силовій електроніці: електропривод, агрегати безперебійного живлення (АБЖ); статичні компенсатори та активні фільтри; ключові джерела живлення.

В області низьких напруг МОН-транзистори повністю витиснули з силових пристроїв усі інші типи силових напівпровідникових приладів. Особливістю МОН-транзисторів є не тільки високий вхідний опір (що відповідає підвищеному коефіцієнту підсилення за потужністю керування), але й висока швидкодія. Час перемикання сучасних МОН-транзисторів знаходиться у діапазоні одиниць наносекунд. Така швидкість перемикання обумовлена тим, що в них практично виключені струми накопичення зарядів неосновних носіїв. Крім того, у порівнянні з БТ силові МОН-транзистори мають кращі вихідні характеристики для забезпечення паралельної роботи. В той же час треба відмітити більше значення вхідної ємності та підвищений опір у провідному стані МОН-транзистора.

В табл. 1.6 наведені характеристики сучасних МОН-транзисторів.

Області застосування МОН-транзисторів в силовій електроніці: ключові джерела живлення; привод вентильних двигунів; електронні ключі постійного струму.

Достоїнства та недоліки силових БТ та МОН-транзисторів зумовили пошук рішень в області створення нових силових транзисторів. Був створений польовий прилад — транзистор із статичною індукцією (СІТ) (SIT — Static Induction Transistor).

Статичний індукційний транзистор (СІТ) — різновид польового транзистора з керуючим p - n -переходом та вертикальним каналом (рис. 1.45), який може працювати як при зворотному зміщенні затвору (режим польового транзистора), так і при прямому зміщенні затвору (режим біполярного транзистора). Внаслідок цього увімкнений тран-

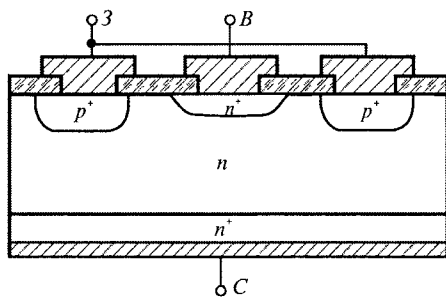


Рис. 1.45

зистор керується струмом затвору, який у цьому випадку працює як база біполярного транзистора, а при вимиканні транзистора на затвор подається зворотна запірна напруга. На відміну від біполярного транзистора зворотна напруга може досягати 30 В, що значно прискорює процес розсмоктування неосновних носіїв, які з'являються в каналі при прямому зміщенні затвору.

Зараз існує два різновиди СІТ-транзисторів. Перший різновид транзисторів, який називається просто СІТ, являє собою нормально відкритий прилад з керуючим p - n -переходом. У такому приладі при нульовій напрузі на затворі коло стік—витік знаходиться у провідному стані. Переведення транзистора у непровідний стан здійснюється за допомогою запірної напруги U_{3B} негативної полярності, яка прикладається між затвором та витоком.

На рис. 1.46, а приведена сім'я вихідних характеристик СІТ-транзистора, з якої видно, що із збільшенням напруги U_{CB} струм I_C збільшується без обмеження, характерного для МОН-транзисторів, вихідні характеристики яких мають пологу ділянку. При певному значенні керуючої напруги U_{3B} транзистор переходить у режим відсічки. Запірна напруга U_{3B} визначається напругою U_{CB} . Внаслідок зростання напруги U_{3B} вихідні характеристики зсуваються праворуч. Відсутність пологих ділянок у вихідних характеристиках свідчить про низький вихідний опір СІТ-транзистора у широкому діапазоні робочих струмів.

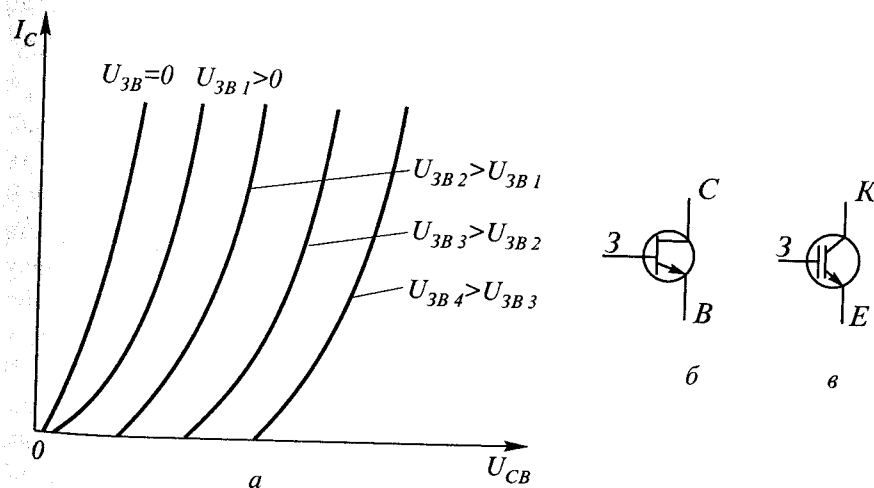


Рис. 1.46

Для зменшення втрат у відкритому стані СІТ-транзистор вводять у насичений стан подачею струму затвору. Тому на етапі вимикання як і в

біполярному транзисторі відбувається розсмоктування неосновних носіїв заряду, накопичених у відкритому стані.

До основних достоїнств СІТ-транзисторів можна віднести наступні: можливість одержання великих допустимих напруг стік—витік (кілька кіловольт); мала напруга стік—витік у біполярному режимі (в десятки разів менша, ніж у силових біполярних); більш висока у порівнянні з польовими транзисторами стійкість до впливу іонізуючих випромінювань та статичної електрики; більш низьке значення залишкового струму стоку в порівнянні з польовими транзисторами; більш висока у порівнянні з біполярними транзисторами швидкодія в основному через зменшення часу вимикання.

Специфічною особливістю СІТ-транзистора, яка утруднює його застосування в якості ключа, є його нормально відкритий стан при відсутності керуючого сигналу. Для того щоб його закрити, необхідно подати на затвор негативну напругу змщення, більшу за напругу відсічки.

Цього недоліку немає у БСІТ-транзисторів, у яких напруга відсічки технологічними засобами зведена до нуля. Дякуючи цьому БСІТ-транзистори при відсутності напруги на затворі вимкнені, так як і біполярні транзистори, що і відображено у назві транзистора — біполярний СІТ-транзистор.

У табл. 1.6 наведені характеристики сучасних СІТ-транзисторів.

Області застосування СІТ-транзисторів в електроніці: індукційний нагрів; ультразвукові генератори; широкопasmові підсилювачі. Умовне позначення СІТ-транзистора приведено на рис. 1.46, б.

Подальше вдосконалення транзисторів привело до створення **біполярного транзистора з ізолюваним затвором БТІЗ** (IGBT — Insulated Gate Bipolar Transistor) (рис. 1.46, в). БТІЗ об'єднує в собі позитивні риси біполярних та польових транзисторів з ізолюваним затвором. Як видно із структури приладів (рис. 1.47), МОН-транзистор з вертикальною структурою (а) відрізняється від БТІЗ (б) тільки наявністю у останнього додаткової p -області із зворотного боку підкладки. Дякуючи цьому шару відбувається інжекція дірок у високоомну n -область і таким чином збагачення цієї області носіями. Збільшення за рахунок цього провідності n -області дозволяє зменшити опір відкритого транзистора. В БТІЗ додаткова p -область сприяє збагаченню об'єму напівпровідника носіями. Завдяки появі додаткових носіїв, інжекттованих колекторним p - n -переходом, 1000-вольтовий БТІЗ має приблизно у 5 разів менший опір у відкритому стані у порівнянні з польовим транзистором з аналогічною робочою напругою та площею кристалу.

Зараз існують дві різні технології реалізації БТІЗ (рис. 1.48): одно-

підна (NPT — Non Punch-Through) структура (а), запропонована фірмою Siemens, та епітаксійна (PT — Punch-Through) структура (б).

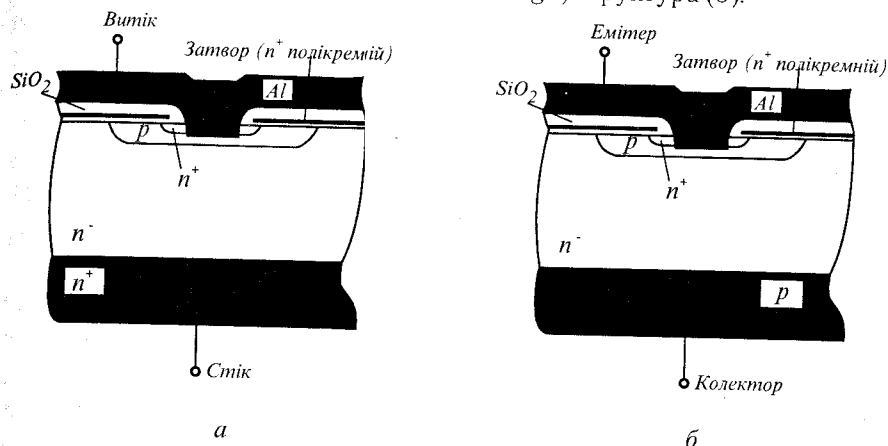


Рис. 1.47

Характерними для PT-структури є епітаксійні шари, леговані n^+ (буферний шар) та n^- , вирощені на p -підкладці. За допомогою спеціальних заходів (дифузії важких металів або високоенергетичного опромінювання) досягається зниження часу життя носіїв.

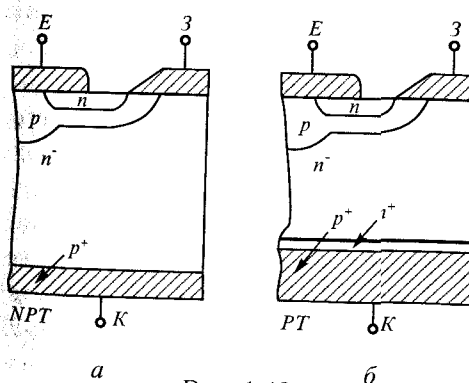


Рис. 1.48

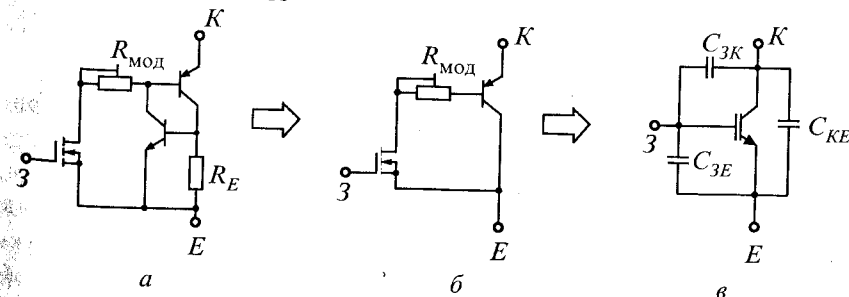


Рис. 1.49

На рис. 1.49 приведені еквівалентні схеми БТІЗ: а — РТ-структури; б, в — NPT-структури.

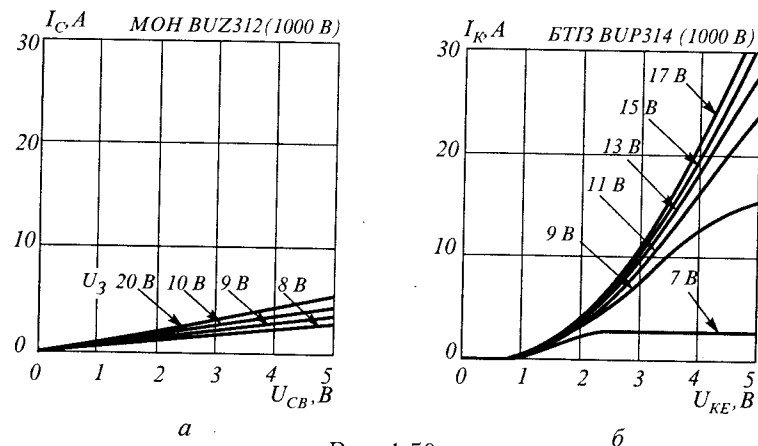


Рис. 1.50

На рис. 1.50 представлені вихідні характеристики потужного МОП-транзистора (а) та БТІЗ (б) (обидва транзистори є 1000-вольтовими приладами). Як видно з рисунка, на відміну від звичайного силового МОП-транзистора, на вихідних характеристиках БТІЗ присутня свого роду порогова напруга. Це викликано наявністю $p-n$ -переходу в області колектора. В залежності від розмірів цього переходу та n -області можуть бути одержані різні значення порогової напруги. Проте, нелінійної залежності в низьковольтній області характеристик в принципі уникнути неможливо. В зв'язку з цим говорити про опір відкритого транзистора неможливо. При проектуванні БТІЗ для виробництва високовольтних транзисторів з великим вихідним струмом без пов'язаного з цим надмірного підвищення напруги у відкритому стані може використовуватися модуляція провідності. При цьому для діапазону великих струмів можуть бути досягнуті більш високі параметри у порівнянні з біполярними транзисторами. Проте, в області малих робочих струмів параметри біполярних транзисторів завжди кращі.

Введення та виведення додаткових носіїв заряду потребує певного часу. Внаслідок цього відбувається збільшення загальних втрат при перемиканні. При цьому стає необхідною оптимізація конструкції приладів, яка дозволяє досягти високої провідності при збереженні задовільної швидкості перемикавання.

Якщо розглянути еквівалентну схему транзистора (рис. 1.49, а), то в доповнення до МОП-транзистора в схемі є паразитна тиристорна структура. Для того щоб гарантувати надійну роботу БТІЗ, необхідно, щоб

тиристор ніколи не вмикався. За нормальних умов експлуатації в структурі БТІЗ працює тільки МОП-транзистор у комбінації з $p-n-p$ -транзисторною структурою. Великі значення імпульсних струмів у комбінації з високими значеннями du/dt можуть призвести до вмикання $p-n-p$ -транзистора через опір R_B і таким чином призвести до виникнення тригерного ефекту. Ця небезпека, яка звичайно виникає при вимиканні транзистора, повинна бути виключена спеціальними технологічними мірами або відповідними обмеженнями, які накладаються на режим перемикавання. Базовий струм $p-n-p$ -транзистора керується МОП-транзистором. У базовому колі існує ще один $p-n$ -перехід, провідність якого у ввімкненому стані збільшується (модулюється), так що через базовий вивід тече потік основних носіїв. На схемі він позначений опором $R_{\text{мод}}$. Ці процеси у середині окремих елементів структури не помітні для користувача аж до затримки при вмиканні та залишкового струму при вимиканні. Стійкість до тригерного ефекту при робочому струмі аж до струму короткого замикання може бути досягнута тільки при певній структурі напівпровідникового елемента. Тому в еквівалентній схемі БТІЗ, виконаного по структурі NPT (фірми Siemens), паразитна напівпровідникова структура відсутня (рис. 1.49, б) і це усуває небезпеку виникнення тригерного ефекту. Внаслідок цього форма області безпечної роботи стає прямокутною та обмежена тільки тепловими межами. Це задовольняє вимогам користувачів та відкриває нові області використання транзисторів.

Для спрощених розрахунків еквівалентна схема може бути зображена МОП-транзистором з відповідними ємностями (рис. 1.49, в).

При проектуванні кіл керування БТІЗ треба враховувати ефект Міллера, пов'язаний впливом напруги колектор—емітер через паразитну ємність між затвором та колектором $C_{зк}$ (див. рис. 1.49, в) на затвор транзистора. Це означає, що зміна напруги U_{KE} діє як деяке окреме джерело струму в колі керування затвором, причому струм через ємність $C_{зк}$ може бути визначений як $I_3 = C_{зк}(dU_{KE}/dt)$. Ємність $C_{зк}$ не постійна, а змінює своє значення із змінною напруги U_{KE} , тобто $C_{зк} = f(U_{KE})$. Найбільші зміни $C_{зк}$ відбуваються при малих значеннях U_{KE} .

При вмиканні транзистора (початковий стан: U_{KE} — висока, U_{ZE} — нульова або негативна) постійним струмом керування затвором спочатку відбувається приблизно лінійне збільшення напруги на затворі. Після того, як напруга на затворі досягне порогового значення, починається спад колекторної напруги U_{KE} . З початком цього спаду починається перезаряд ємності $C_{зк}$ та припиняється подальше підвищення напруги на затворі.

Пізніше, при меншому значенні напруги на колектор—емітер, ємність C_{3K} починає швидко збільшуватися. Це приводить до того, що, незважаючи на меншу швидкість зміни колекторної напруги, повний струм, що протікає у колі керування затвором, йде на перезаряд ємності C_{3K} . І тільки, коли струм перезаряду ємності C_{3K} стане менше струму в колі керування затвором, напруга на затворі знову почне збільшуватися (рис. 1.51).

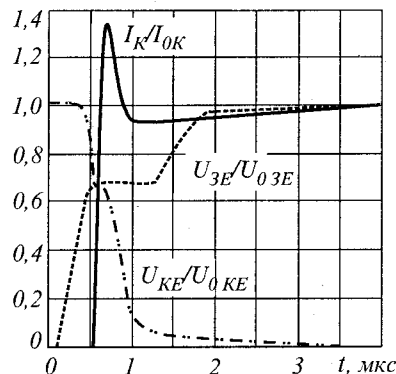


Рис. 1.51

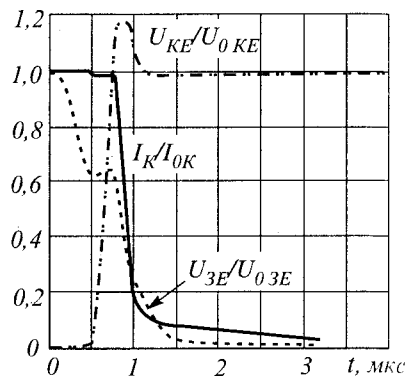


Рис. 1.52

При вимиканні транзистора (початковий стан: U_{KE} — низька; U_{3E} — позитивна та більше порогової напруги) напруга на затворі спочатку (при постійному струмі розряду) зменшується приблизно лінійно. Після того, як напруга на затворі знижується нижче порогового значення, колекторна напруга починає зростати. При низькому значенні напруги колектор—емітер U_{KE} і помірному її зростанні відбувається найбільш сильна зміна ємності C_{3K} і струм затвора I_3 перезаряджає ємність C_{3K} . Це запобігає подальшому спаду напруги на затворі. Потім напруга U_{KE} зростає і струм розряду ємності забезпечує протікання складового струму, що обумовлена значенням dU_{KE}/dt . Напруга на затворі при цьому продовжує залишатися постійною (рис. 1.52).

Дякуючи ефекту Міллера, при вмиканні та вимиканні транзистора струм затвора спочатку використовується для перезаряду ємності колектора. Слід відмітити, що зміни C_{3K} та U_{KE} зв'язані так, що для перезаряду ємності C_{3K} завжди вистачає струму затвора. Це означає, що при більшому значенні опору в колі затвора всі перехідні процеси тривають відповідно довше, тобто для процесів вмикання та вимикання потрібно більше часу.

Час досягнення вихідною напругою рівня E_K визначається процесом перезарядки ємності затвора через опір кола керування затвором R_3 .

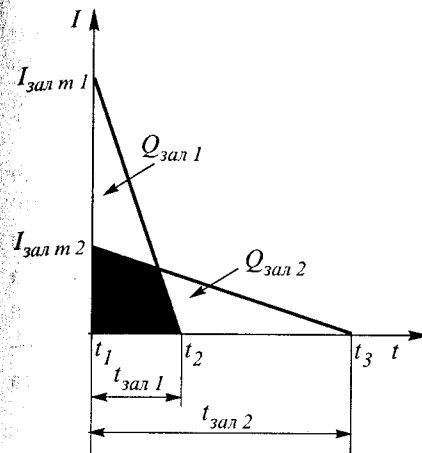


Рис. 1.53

Потім через швидке зниження струму колектора та наявності паразитної індуктивності монтажу та індуктивності навантаження вихідна напруга підвищується до рівня $U_{KE} > E_K$. Після цього починається фаза протікання залишкового струму, початкова амплітуда якого визначається структурою транзистора. Якщо залишковий заряд, який залежить від конструкції транзистора, визначений, то фаза протікання залишкового струму може бути охарактеризована амплітудою залишкового струму $I_{зал m}$ і середнім часом його протікання $t_{зал}$. Це проілюстровано на рис. 1.53, де приведена ідеалізована форма залишкового струму БТІЗ. Залишковий заряд може бути або швидко розсіяний при великій амплітуді залишкового струму, або при меншому значенні амплітуди струму час його протікання пропорційно збільшується. Цю характеристику можна описати рівнянням

$$Q_{зал1} = \int_{t_1}^{t_2} I_{зал1}(t) dt \approx \int_{t_1}^{t_3} I_{зал2}(t) dt = Q_{зал2},$$

де $Q_{зал1} \leq 0,5 I_{зал m1} t_{зал1}$; $Q_{зал2} \leq 0,5 I_{зал m2} t_{зал2}$.

Залишковий заряд та часова залежність залишкового струму є внутрішніми властивостями пристрою і користувач не може впливати на них, керуючи характером перемикавання. Через температурну залежність значення залишкового заряду ($Q_{зал}$ збільшується при підвищенні температури) сучасні БТІЗ (фірми Siemens) розроблені з низьким значенням амплітуди залишкового струму.

Залишковий струм підвищує втрати при перемиканні транзистора. Але швидке вимикання транзистора може призвести до надзвичайно високих перевантажень по напрузі. Залишковий струм зменшує цей ефект, так що незважаючи на високу швидкість перемикавання, як правило, можлива «м'яка» комутація навіть без використання гасильних кіл. Треба відмітити, що коли БТІЗ знову вмикається сигналом керування в час протікання залишкового струму, ніяких обмежень не виникає. Це знову приводить до переваг, тому що будь-який залишковий заряд, який є у приладі, мінімізує втрати при наступному процесі вмикання.

Втрати у ключі виникають у моменти вмикання та вимикання транзистора за рахунок перекриття кривих напруги та струму ключового транзистора. Таким чином, втрати залежать від амплітуд напруги та струму.

Швидкість вмикання транзистора та втрати при вмиканні можуть легко керуватися шляхом зміни опору в колі затвора. Проте при вимиканні транзистора за допомогою цього опору можна керувати тільки швидкістю вимикання транзистора, але не залишковим струмом. На рис. 1.54 приведені схеми керування часом вмикання та вимикання транзистора: *а* — спільний резистор у колах вмикання та вимикання; *б* — режим швидкого вмикання; *в* — роздільні опори в колах вмикання та вимикання.

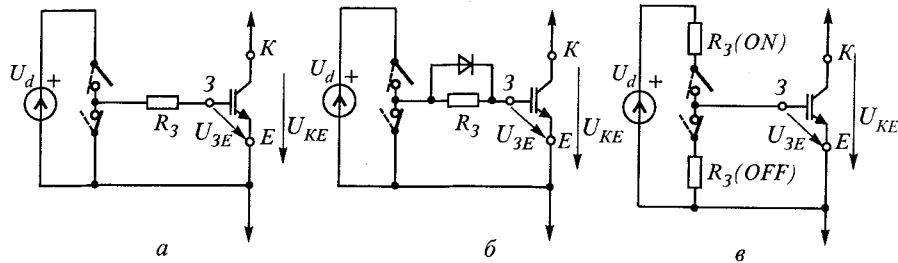


Рис. 1.54

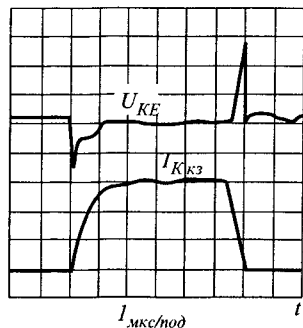
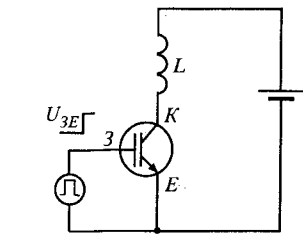


Рис. 1.55

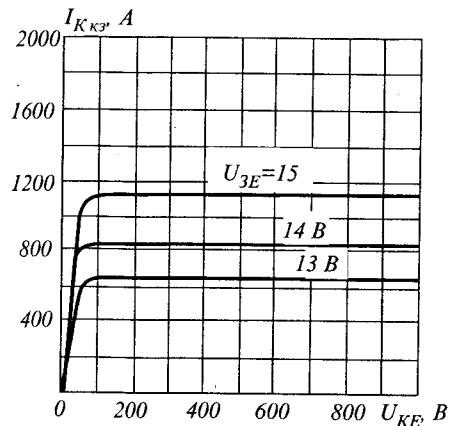


Рис. 1.56

Внаслідок негативного температурного коефіцієнта БТІЗ за струмом короткого замикання не приводить до руйнування елементів транзистора. Цей ефект дозволяє успішно вирішувати задачу паралельного з'єднання транзисторів.

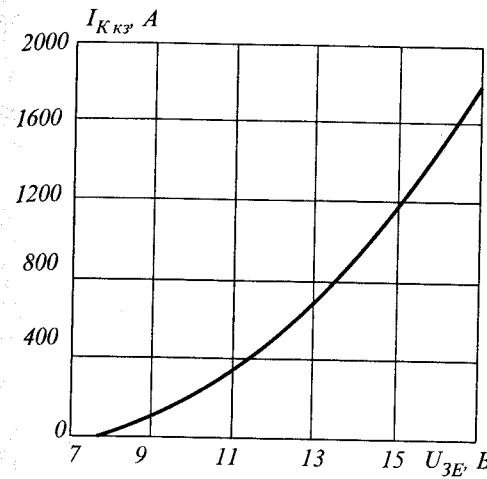


Рис. 1.57

При вмиканні БТІЗ на короткозамкнене коло (рис. 1.55) максимальний струм транзистора обмежений на рівні, визначеному параметрами транзистора. В цьому режимі напруга джерела живлення прикладена до транзистора, що приводить до розсіювання в ньому великої потужності. Тому режим короткого замикання повинен бути перерваний через 5...50 мкс шляхом вимикання транзистора. БТІЗ, зроблені по структурі NPT, мають пентодо-подібні характеристики (рис. 1.56) при

великих струмах. У такому БТІЗ струм короткого замикання фактично не залежить від U_{KE} . Залежність амплітуди струму короткого замикання від напруги на затворі приведена на рис. 1.57.

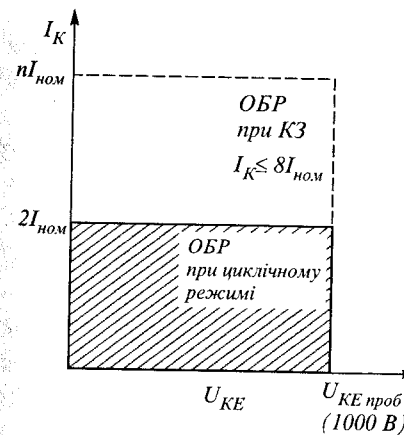


Рис. 1.58

Низькі значення U_{3E} обмежують рівень струму короткого замикання, але приводять до великих значень напруги насичення $U_{KE нас}$ під час нормальної роботи. Оптимальний компроміс малого $U_{KE нас}$ та обмеженого I_{KK3} лежить при напрузі на затворі з $U_{3E} = 13..15$ В. При цьому $U_{KE нас} = 2,8..3,2$ В та $I_{KK3} = (4..8)I_{K ном}$ при температурі переходу 25°C . Струм короткого замикання БТІЗ зменшується при підвищенні температури. Завдяки такому температурному коефіцієнту струм короткого замикання не піддається тепловому дрейфу. Ці три позитивні характеристики БТІЗ дозволяють визначити область безпечної роботи (ОБР) у режимі

короткого замикання до десятикратного значення номінального струму та до напруги пробую $U_{KE \text{ проб}}$ (рис. 1.58).

Другий режим короткого замикання виникає, коли при ввімкненому БТІЗ раптово стається коротке замикання у колі навантаження (рис. 1.59, а). При цьому з невеликою затримкою, яка викликана індуктивністю

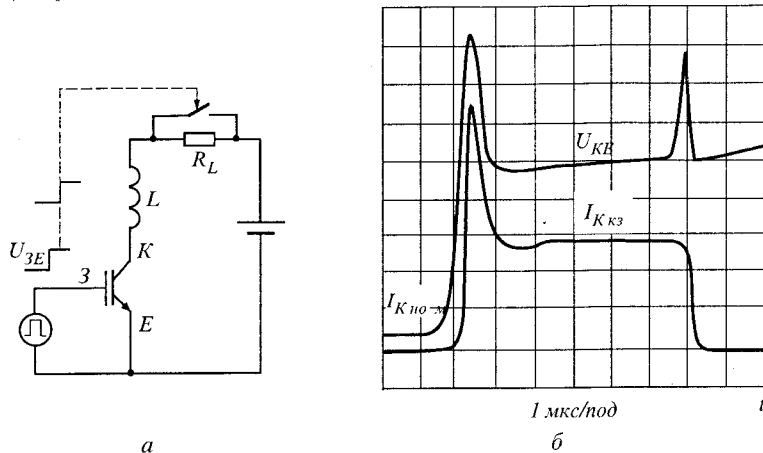


Рис. 1.59

в колі навантаження, починається зростання струму. Проте раніше, ніж струм навантаження досягне усталеного значення, відповідного рівню напруги на затворі, відбувається зростання напруги колектор—емітер. Пов'язане з ростом напруги на колекторі значне зменшення ємності колектор—затвор $C_{KЗ}$ призводить до протікання внутрішнього струму, який перезаряджає ємність затвор—емітер C_{3E} (ефект Міллера). Напруга на затворі збільшується і при деяких обставинах може перевищувати граничне значення. У відповідності із зростанням напруги на затворі відбувається короткочасне збільшення струму короткого замикання, який на деякий час перевищує усталене значення (рис. 1.59, б).

Внаслідок описаного ефекту зворотного зв'язку (ефекта Міллера) зростання напруги колектор—емітер U_{KE} приводить до появи деякого струму, який викликає підвищення напруги на затворі, якщо кола керування не забезпечують достатньо швидкого перезаряду ємності затвора. Цей пік напруги особливо помітний, коли керування затвором здійснюється через активний опір. Тому для такого режиму дуже важливо передбачати кола обмеження (рис. 1.60, а).

Активні кола мають ряд переваг у порівнянні з вмиканням захисного стабілітрона між затвором та емітером. Переваги полягають у тому, що напруга захисту не залежить від розкиду напруг стабілізації стабілітрона та від швидкості зростання напруги, і у випадку використання

швидкого діода може бути здійснений достатньо швидкий відвід залишкового заряду. Таким чином, імпульсний струм короткого замикання

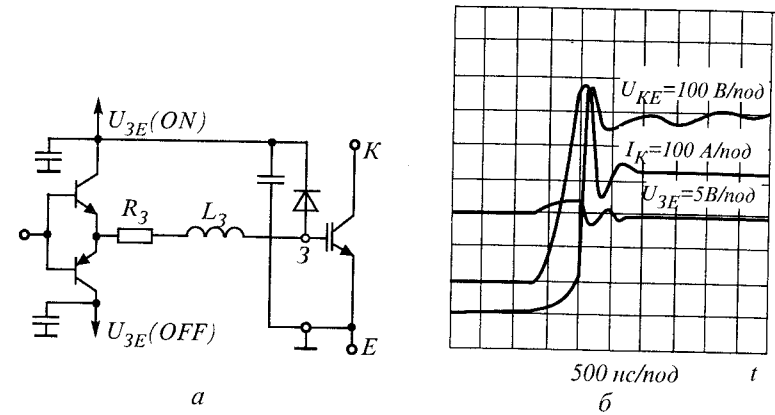


Рис. 1.60

може бути значно меншим, ніж у випадку відсутності активних кіл обмеження напруги на затворі (рис. 1.60, б).

В табл.1.6 наведені характеристики сучасних БТІЗ.

Області застосування БТІЗ у силовій електроніці: електропривод; агрегати безперебійного живлення; статичні компенсатори та активні фільтри; ключові джерела живлення.

Широке застосування в силовій електроніці знайшли традиційні тиристори (SCR), симетричні тиристори та запірні тиристори. Їх параметри наведені в табл. 1.6.

Області застосування традиційних тиристорів: електропривод постійного струму; потужні джерела живлення; зварювання; плавлення та нагрів; статичні компенсатори; ключі змінного струму.

Області застосування симісторів: побутова техніка; ключі та реле змінного струму; керування та пуск двигунів змінного струму.

Зарубіжні фірми почали випуск електростатичних тиристорів (SITh — Static Induction Thyristor), які у нормальному стані проводять електричний струм. Вимикання струму здійснюється подачею на керуючий електрод негативної відносно до катода напруги. Технологія виготовлення тиристора SITh дуже складна і освоєна у світі лише кількома фірмами (рис. 1.61 — структура (а) і еквівалентна схема (б) тиристора).

Найбільш перспективним з групи тиристорів є тиристор, керований напругою (запірний тиристор з МОН-керуванням; MCT — MOS — Controlled Thyristor). Тиристор об'єднує властивості біполярного приладу з властивостями, типовими для уніполярних приладів. З кількох констук-

ційних рішень найбільш перспективна версія, в якій вмикання приладу здійснюється шунтуванням катодного переходу емітера МОН-структурою (рис. 1.62 — структура (а) і еквівалентна схема (б) тиристора).

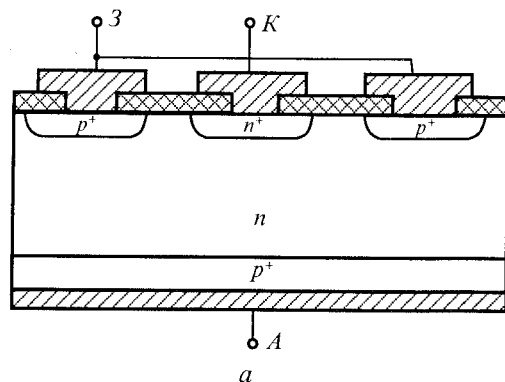


Рис. 1.61

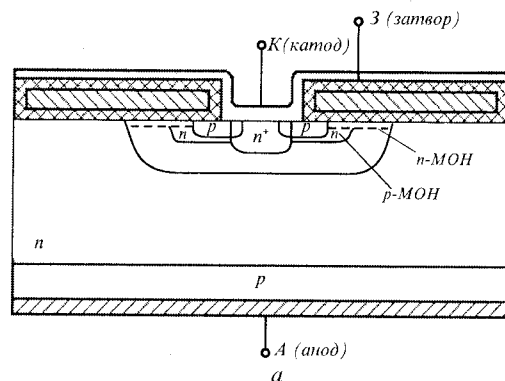


Рис. 1.62

Прилад містить МОН-структури з n - та p -каналами і чотиришарову p - n - p - n -тиристорну структуру. Вмикання МСТ можна здійснювати як звичайного тиристора, так і по затвору n -канального МОН-транзистора. При вмиканні n -МОН починається сильна інжекція з емітерної p^+ -області (анода) в дрейфову n -область, у результаті чого її опір значно зменшується. У провідному стані тиристор може працювати при густині струму в 2–2,5 рази більше, ніж у БТІЗ, при збереженні властивостей, близьких до властивостей традиційних тиристорів. Їстотним достоїнством тиристорів МСТ, яке витікає з низького рівня потужності керування, є можливість безпосереднього керування від класичних логічних схем.

Умовні графічні позначення тиристорів SITH та МСТ показані відповідно на рис. 1.61, в, 1.62, в.

Області застосування тиристорів SITH: індукційний нагрів, статичні компенсатори.

Області застосування тиристорів МСТ: привод; агрегати безперебійного живлення; статичні компенсатори та активні фільтри.

Сьогодні МОН-транзистори та БТІЗ, силові інтегральні схеми та модулі на їх основі (в тому числі інтелектуальні — Smart Power Integrated Circuit / Intelligent Power Modules — IPM) витісняють практично з усіх областей застосування раніше тиристори, біполярні транзистори, а зараз і запірні тиристори, тому що при тих самих комутованих струмах та напругах (до 3,5 кВ та до 1200 А) вони мають значно менші потужність керування та час комутації, стійкість до перевантажень по струму та напрузі, більш широку область безпечної роботи, обмежену тільки температурою кристалу (у БТ вона обмежена ще й ефектом вторинного пробоя). Внаслідок цього більш високі частоти комутації (до 50 кГц), простота та менші потужності схем, формуючих керуючий сигнал на затворі (схем драйверів), та схем, формуючих траєкторію перемикавання усередині ОБР для БТ або схем, обмежуючих перенапруги колектор—емітер у БТІЗ (схем снаберів), забезпечили подальше поліпшення техніко-економічних показників перетворювального обладнання на базі БТІЗ: зменшення габаритів та маси, підвищення надійності та ККД та ін.

За прогнозами у 2000 р. БТІЗ повністю замінять БТ та ЗТ у перетворювальному обладнанні потужністю до одиниць мегавольт-ампер. В області малих потужностей (і низьковольтних перетворювачів) будуть домінувати МОН-транзистори. В області великих потужностей (більше 3 МВА) — ЗТ.

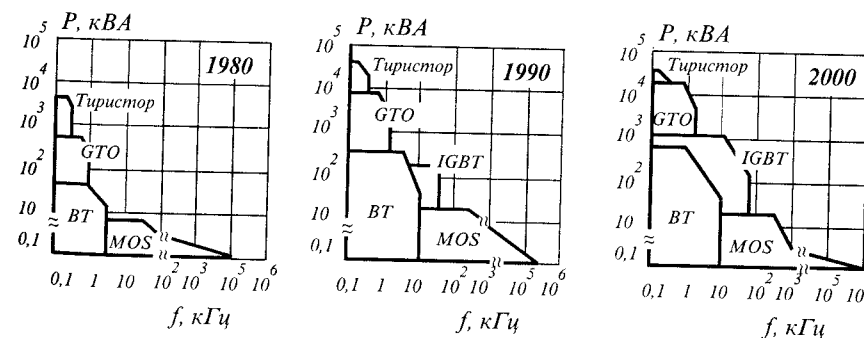


Рис. 1.63

На рис. 1.63 показана динаміка розвитку приладів силових електроніки.

Одним з ефективних шляхів поліпшення техніко-економічних показників перетворювачів є конструктивно-технологічна інтеграція елементів.

Гібридні інтегральні схеми, які складаються з з'єднаних певним способом приладів (діодів, тиристорів, транзисторів та ін.), змонтованих,

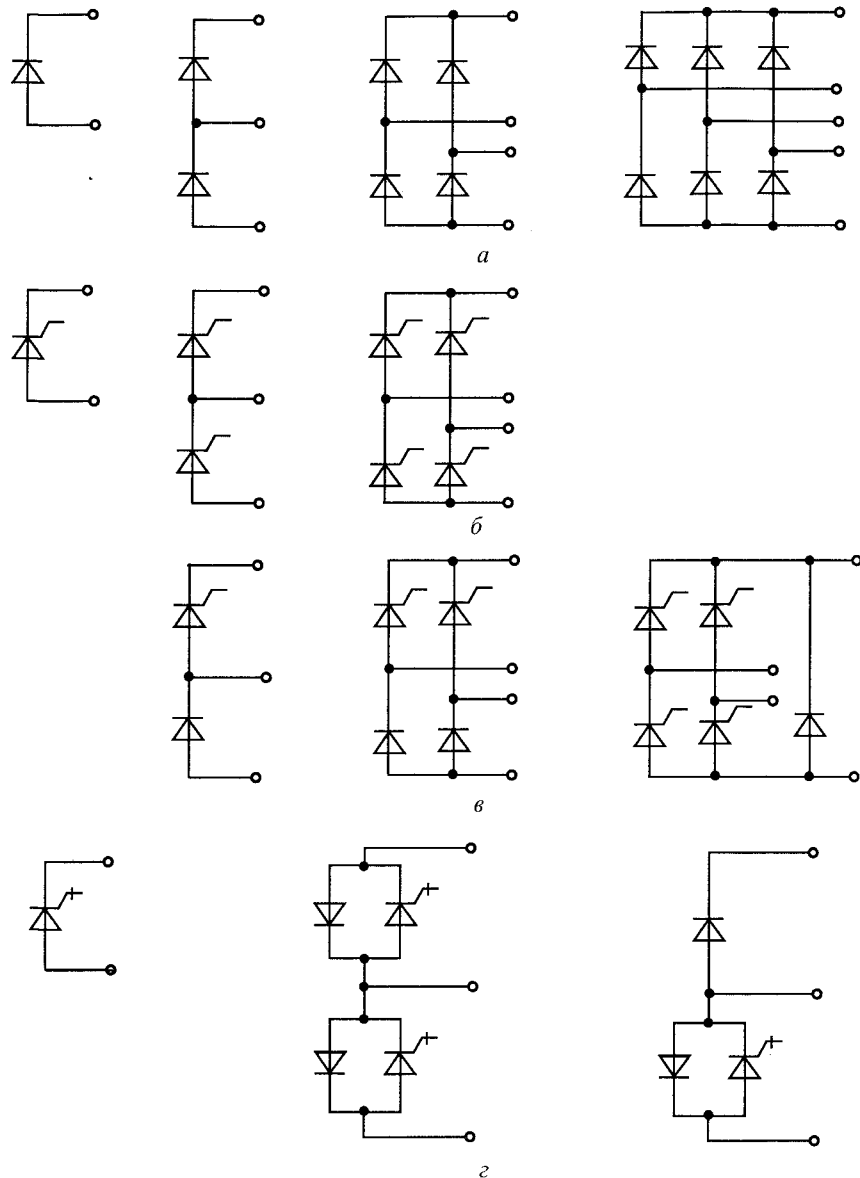


Рис. 1.64

як правило, у єдиному пластмасовому корпусі, називають силовими напівпровідниковими модулями. Схеми з'єднання елементів у модулях звичайно відповідають типовим схемам перетворювання (наприклад,

однофазний або трифазний міст) або їх складовим частинам (наприклад, послідовно або паралельно з'єднані елементи).

На рис. 1.64 представлені приклади типових принципових схем діодних, тиристорних, діодно-тиристорних модулів та модулів на запірних тиристорах. Поява нових силових приладів значно розширила номенклатуру модулів та області їх використання.

В силових транзисторних модулях найбільш широко використовується з'єднання БТ за схемою Дарлінгтона із зустрічно-паралельно підключеним діодом (рис. 1.65)

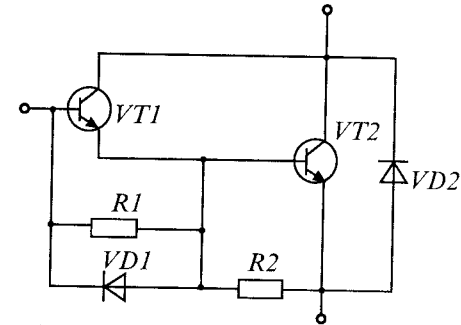


Рис. 1.65

Корпуси силових напівпровідникових модулів, як правило, представляють собою прямокутну конструкцію з пластмаси з плоскою металевою основою. Як ізоляційний матеріал між напівпровідниками та металевою основою використовуються різні керамічні матеріали з високою теплопровідністю та великим електричним опором.

Інтелектуальні потужні прилади — новий вид інтегральних модулів, які вміщують у собі крім силових елементів схеми керування, захисту, контролю, діагностики та ін. Їх технологія будується на монолітній інтеграції силових та слабкострумних структур. Функціонально інтегральні модулі є зв'язувальною ланкою між логічною схемою зовнішнього керування та споживачем. Інтелектуальні модулі (потужні) є ідеальними з точки зору задоволення вимог по об'єднанню функцій керування та захисту в одному приладі. В перспективі вони можуть одержати найбільш широке розповсюдження в силовій електроніці та замінити багато типів апаратів: реле, вимикачі, регулятори та ін. Треба також відмітити великі можливості зміни функціональних властивостей інтелектуальних модулів за бажанням споживачів на основі єдиної технології.

1.9. ІНТЕГРАЛЬНІ СХЕМИ (ІС)

Інтегральну схему чи збірку можна одержати або у пластині твердого

матеріалу, або на її поверхні. У першому випадку в тілі напівпровідникового матеріалу створюють шари резисторів, структури транзисторів, діодів та конденсаторів, які виконують задані електронні функції. Такі ІС називають напівпровідниковими. На рис. 1.66 показана електрична схема (а) та профіль структури (б) напівпровідникової ІС (вивід діода — 1; резистора — 2; транзистора — 3, 4; конденсатора — 5).

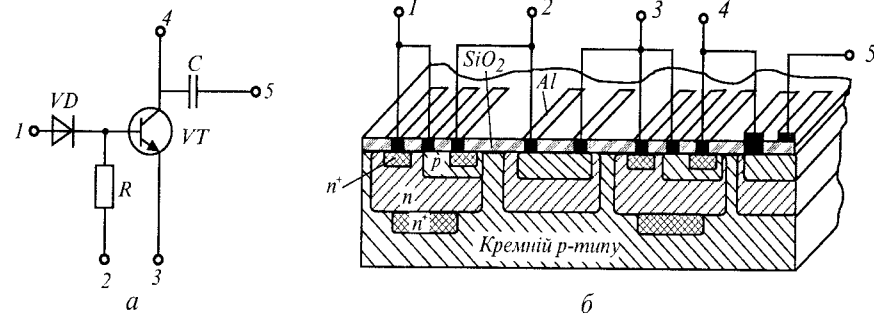


Рис. 1.66

У другому випадку всі елементи інтегральної схеми (крім активних) наносять на діелектричну пластину (підкладку) у вигляді полікристалічних чи аморфних шарів (плівок), виконуючих задані функції пасивних елементів. Одержану ІС при необхідності розташовують у корпусі з зовнішніми виводами. Активні елементи (діоди та транзистори) «навішують» на плівкову схему і одержують змішану (плівково-дискретну) ІС, яку називають гібридною. Електрична схема (а) та профіль структури (б) гібридної ІС показані на рис. 1.67 (1 — нижня обкладинка конденсатора; 2 — верхня обкладинка конденсатора; 3 — шар діелектрика; 4 — з'єднувальна шина; 5 — транзистор з контактами; 6 — резистор з контактами; 7 — контактна площа; 8 — діелектрична підкладка). Гібридна ІС (ГІС) — це гнучкий, дешевий, оперативно проєктований тип ІС, добре пристосований до вирішення спеціальних окремих задач. Специфікою ГІС можуть бути або високі номінали резисторів та конденсаторів, які недосяжні у напівпровідникових ІС, або прецизійність резисторів, обумовлених тим, що їх номінали можна підганяти до завершення технологічного циклу та поміщення ГІС у корпус, або підвищена функціональна складність.

Проте найбільш поширені на практиці та перспективні напівпровідникові ІС, тому що вони дозволяють створювати надійні та досить складні у функціональному відношенні електронні пристрої малих розмірів при незначній їх вартості.

Характерною особливістю напівпровідникової ІС є відсутність серед

її елементів котушки індуктивності та тим більше трансформатора. Це пояснюється тим, що до цього часу не вдалося використати у твердому

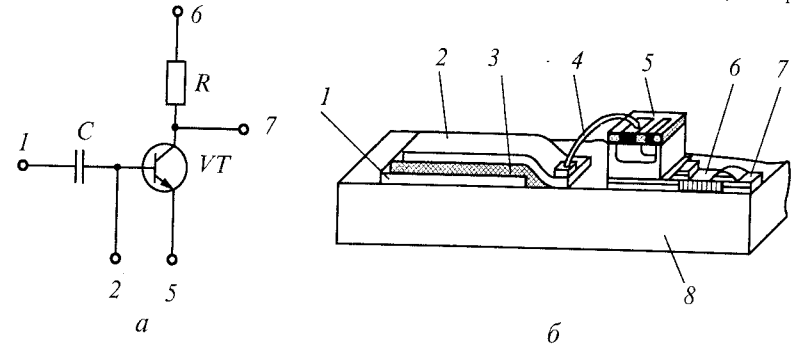


Рис. 1.67

тілі які-небудь фізичні явища, еквівалентні електромагнітній індукції. Тому при розробці ІС намагаються реалізувати необхідну функцію без використання індуктивностей або використовують навісні індуктивні елементи. В якості резисторів та конденсаторів у напівпровідникових ІС використовують відповідно опір та зарядну ємність p - n -переходу, що дозволяє забезпечити єдиний технологічний цикл виготовлення транзисторів, діодів, резисторів та конденсаторів при виробництві напівпровідникових ІС (див. рис. 1.66, б).

Розрізняють два класи напівпровідникових ІС: біполярні ІС та МДН-ІС. Основний елемент біполярних ІС — p - n - p -транзистор, а МДН-ІС — МДН-транзистор з наведеним каналом. Всі інші елементи схеми (діоди, резистори та конденсатори) виготовляють на базі основного елемента і одночасно з ним.

Функціональну складність ІС прийнято характеризувати рівнем інтеграції, тобто числом елементів (частіше всього транзисторів), які знаходяться в ІС. Ступінь складності характеризують коефіцієнтом K , який називають ступенем інтеграції і визначають за формулою $K = \lg N$, де N — число елементів, які знаходяться в ІС. Якщо $K \leq 1$ (тобто $N \leq 10$), ІС називають простою; $1 \leq K \leq 2$ — середньою ІС (СІС); $2 \leq K \leq 3$ — великою ІС (ВІС); $K > 3$ (тобто $N > 1000$) — надвеликою ІС (НВІС).

Приведене поділення ІС у залежності від рівня інтеграції є приблизним і може корегуватися в залежності від типу ІС та застосованого до неї класу транзисторів, як це показано у табл. 1.7. З таблиці видно, що застосування цифрових методів обробки інформації сприяє більш ефективному вирішенню питання мікромініатюризації електронних засобів. Проте, застосування цифрових методів не завжди можливо.

Так при розробці конкретного електронного пристрою до останнього

можуть пред'являтися вимоги, виконання яких методами цифрової електроніки будуть неоптимальними, наприклад, з точки зору вартості чи інших показників, або взагалі недосяжними. В першу чергу це торкається вимоги швидкодії та точності електронного пристрою. Тому пошук оптимального вирішення повинен базуватися на використанні всього набору наявних електронних пристроїв, а саме пристроїв аналогової, імпульсної та цифрової електроніки.

Таблиця 1.7

Найменування ІС	Тип ІС	Клас транзистора	Число елементів на кристалі
ІС	цифрова	біполярний	1...100
	аналогова	уніполярний	1...30
	цифрова	уніполярний	101...1000
СІС	цифрова	біполярний	101...500
	аналогова	уніполярний	31...100
	цифрова	уніполярний	1001...10000
ВІС	цифрова	біполярний	501...2000
	аналогова	уніполярний	101...300
	цифрова	уніполярний	більше 10000
НВІС	цифрова	біполярний	більше 2000
	аналогова	уніполярний	більше 300
	аналогова	уніполярний	більше 300

Слід відмітити, що застосування ІС замість дискретних елементів як елементної бази електронних пристроїв дає значні переваги за показниками надійності, габаритів, вартості та іншим показникам. Це пов'язано з тим, що при виконанні ІС відпадає необхідність у багаточисельних паяних з'єднаннях — основному факторі зниження надійності, різко зменшуються габарити та маса електронних пристроїв (завдяки відсутності корпусів та зовнішніх виводів у кожного елемента ІС), суттєво знижується їх вартість за рахунок виключення чисельних збірних та монтажних операцій.

Інтегральні схеми поділяються за функціональними ознаками на підгрупи і види (див. табл. 1.8). Кожна підгрупа і вид мають відповідне літерне позначення. Повне умовне позначення ІС складається з чотирьох елементів. Перший елемент у вигляді однієї цифри відображає класифікацію ІС за конструктивно-технологічними ознаками: 1, 5, 7 — напівпровідникові, 2, 4, 6, 8 — гібридні; 3 — інші. Другий елемент у вигляді двох цифр — це порядковий номер розробки, якого набуває

дана серія ІС. У сукупності перші два елементи у вигляді набору з трьох цифр визначають повний номер серії ІС. Третій елемент складається з двох літер, які відображають підгрупу і вид ІС (літерне позначення типоміналу в табл. 1.8). Четвертий елемент — цифра, яка означає порядковий номер розробки конкретної мікросхеми за функціональною ознакою в даній серії. Наприклад, мікросхема 140УД7 — інтегральний напівпровідниковий операційний підсилювач з порядковим номером розробки серії 40, з порядковим номером розробки даної схеми в серії за функціональною ознакою 7.

Для урахування розкиду електричних параметрів ІС у межах даного типоміналу в кінці умовного позначення може бути добавлена літера. В умовних позначеннях ІС широкого застосування на початку позначення ставиться літера К. Після цієї літери може бути також приведене умовне позначення корпусу мікросхеми. Пластмасовий і керамічний корпуси позначаються відповідно літерами П та К. Літера Б відповідає безкорпусному варіанту ІС.

В умовне позначення безкорпусних ІС вводиться через дефіс цифра, яка характеризує конструктивні особливості мікросхеми: 1 — з гнучкими выводами; 2 — з павучковими (в тому числі на поліамідній плівці); 3 — з жорсткими выводами; 4 — нерозділені на пластині; 5 — розроблені без втрати орієнтації (наприклад, наклеєні на плівку); 6 — без виводів. Наприклад, КБ701УД4-4.

Таблиця 1.8

Підгрупа		Вид		
Найменування	Літерні позначення	Призначення	Літерні позначення	Літерні позначення типоміналу
1	2	3	4	5
Формувачі	А	Імпульсів прямокутної форми (чекаючі мультивібратори, блокінг-генератори та ін.)	Г	АГ
		Імпульсів спеціальної форми	Ф	АФ
		Адресних струмів (формувачі напруги або струмів)	А	АА
		Розрядних струмів (формувачі напруги або струмів)	Р	АР
		Інші	П	АП
Схеми затримки	Б	Пасивні	М	БМ
		Активні	Р	БР
		Інші	П	БП

1	2	3	4	5
Генератори	Г	Гармонічних сигналів	С	ГС
		Прямокутних сигналів (в тому числі автоколи- вальні мультивібратори, блокінг-генератори та ін.)	Г	ГГ
		Лінійно змінних сигна- лів	Л	ГЛ
		Сигналів спеціальної форми	Ф	ГФ
Детектори	Д	Шуму	М	ГМ
		Інші	П	ГП
Схеми вторинних джерел живлення	Е	Амплітудні	А	ДА
		Імпульсні	І	ДІ
		Частотні	С	ДС
		Фазові	Ф	ДФ
Елементи арифметичних і дискретних пристроїв	І	Інші	П	ДП
		Випрямлячі	Б	ЕБ
		Перетворювачі	М	ЕМ
		Стабілізатори напруги	Н	ЕН
Комутатори і ключі	К	Стабілізатори струму	Т	ЕТ
		Інші	П	ЕП
Логічні елементи	Л	Регістри	Р	ІР
		Суматори	М	ІМ
		Напівсуматори	Л	ІЛ
		Лічильники	Е	ІЕ
		Шифратори	В	ІВ
		Дешифратори	Д	ІД
		Комбіновані	К	ІК
		Інші	П	ІП
		Струму	Т	КТ
		Напруги	Н	КН
		Інші	П	КП
Модулятори	М	Елемент І—НІ	А	ЛА
		Елемент АБО—НІ	Е	ЛЕ
		Елемент І	І	ЛІ
		Елемент АБО	Л	ЛЛ
		Елемент НІ	Н	ЛН
		Елемент І—АБО	С	ЛС
		Елемент І—НІ/АБО—НІ	Б	ЛБ
		Елемент І—АБО—НІ	Р	ЛР
		Елемент І—АБО—НІ/ І—АБО	К	ЛК
		Елемент АБО—НІ/АБО	М	ЛМ
		Розширювачі	Д	ЛД
		Інші	П	ЛП

1	2	3	4	5
Набори елементів	Н	Діодів	Д	НД
		Транзисторів	Т	НТ
		Резисторів	Р	НР
		Конденсаторів	Е	НЕ
Перетворювачі	П	Комбіновані	К	НК
		Інші	П	НП
Елементи запам'ятовую- чих пристроїв	Р	Частоти	С	ПС
		Фази	Ф	ПФ
		Тривалості	Д	ПД
		Напруги	Н	ПН
Схеми селекції і порівняння	С	Потужності	М	ПМ
		Рівня (узгоджувачі)	У	ПУ
		Код-аналог	А	ПА
		Аналог-код	В	ПВ
Тригери	Т	Код-код	Р	ПР
		Інші	П	ПП
Підсилювачі	У	Матриці-накопичувачі:		
		ОЗП	М	РМ
		ПЗП	В	РВ
		ОЗП із схемами керування	У	РУ
		ПЗП (маскові) з схемами керування	Е	РЕ
		ПЗП зі схемами керу- вання з одноразовим програмуванням	Т	РТ
		ПЗП зі схемами керу- вання і з багаторазовим програмуванням	Р	РР
		АЗП зі схемами керу- вання	А	РА
		Інші	П	РП
		Амплітудні (рівня сигналів)	А	СА
		Часові	В	СВ
		Частотні	С	СС
Підсилювачі	У	Фазові	Ф	СФ
		Інші	П	СП
Підсилювачі	У	Типу <i>J-K</i>	В	ТВ
		Типу <i>RS</i>	Р	ТР
		Типу <i>D</i>	М	ТМ
		Типу <i>T</i>	Т	ТТ
		Динамічні	Д	ТД
		Шмідта	Л	ТЛ
		Комбіновані (типів <i>D-T</i> , <i>R-S-T</i> та ін.)	К	ТК
		Інші	П	ТП
Підсилювачі	У	Високої частоти	В	УВ
		Проміжної частоти	Р	УР
		Низької частоти	Н	УН
		Імпульсних сигналів	І	УІ
		Повторювачі	Е	УЕ
		Зчитування і відтво- рення	Л	УЛ
		Індикації	М	УМ
		Постійного струму	Т	УТ
		Операційні і диференціальні	Д	УД
		Інші	П	УП

1	2	3	4	5
Фільтри	Ф	Верхніх частот	В	ФВ
		Нижніх частот	Н	ФН
		Смугові	Е	ФЕ
		Режекторні	Р	ФР
		Інші	П	ФП
Багатофункціональні схеми	Ч	Аналогові	А	ХА
		Цифрові	Л	ХЛ
		Комбіновані	К	ХК
		Інші	П	ХП

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Намалюйте ВАХ напівпровідникового діода. Порівняйте її з теоретичною ВАХ $p-n$ -переходу.
2. Розкажіть про вплив температури на ВАХ діода.
3. Якими параметрами характеризуються випрямні діоди?
4. Намалюйте ВАХ стабілітрона. Розкажіть про його основні параметри.
5. Намалюйте вольт-фарадну характеристику варикапа, розкажіть про його основні параметри.
6. Чому діоди Шоткі володіють малим часом перемикавання?
7. Як побудований біполярний транзистор?
8. Поясніть принцип дії транзистора $n-p-n$ -типу.
9. Намалюйте ідеалізовану еквівалентну схему транзистора. Поясніть, для чого вона може бути використана.
10. Які можливі схеми вмикання біполярних транзисторів та їх основні параметри?
11. Поясніть статичні характеристики біполярного транзистора та їх залежність від температури.
12. Які режими роботи біполярних транзисторів вам відомі і в чому їх особливості?
13. Які еквівалентні схеми біполярного транзистора вам відомі?
14. Чим пояснюються залежності параметрів біполярного транзистора від частоти вхідного сигналу?
15. Як визначаються h -параметри транзистора?
16. Намалюйте формальні схеми заміщення біполярного транзистора.
17. Намалюйте фізичні еквівалентні схеми заміщення біполярного транзистора.

18. Які властивості еквівалентної схеми модулюють її елементи?
19. Які параметри транзистора наводяться у його довідкових даних?
20. Розкажіть про обмеження на вибір робочої точки на ВАХ транзистора.
21. Як визначаються y -параметри транзистора?
22. Що таке складений транзистор?
23. Розкажіть про конструкцію польового транзистора з керуючим $p-n$ -переходом.
24. Який принцип керування струмом у польовому транзисторі?
25. Поясніть статичні характеристики польового транзистора з керуючим $p-n$ -переходом і їх залежність від температури.
26. У чому різниця принципу дії і основних характеристик польового транзистора з керуючим $p-n$ -переходом і МОН-транзистора?
27. Які схеми вмикання уніполярних транзисторів і їх основні характеристики вам відомі?
28. Якими перевагами володіють польові транзистори в порівнянні з біполярними?
29. Які режими роботи польового транзистора вам відомі?
30. Які еквівалентні схеми польового транзистора вам відомі?
31. Чим пояснюються залежності параметрів польового транзистора від частоти вхідного сигналу?
32. Який принцип маркування польових транзисторів?
33. Які основні параметри польових транзисторів?
34. Поясніть фізичну суть негативного опору.
35. Поясніть принципи роботи диністора.
36. Чим відрізняється робота тиристора від роботи диністора?
37. Поясніть причину виникнення лавиноподібного струму через тиристор.
38. Які типи тиристорів ви знаєте?
39. Що таке запірний тиристор?
40. Які позитивні та негативні властивості силових БТ та МОН-транзисторів?
41. Які типи силових транзисторів ви знаєте?
42. За якими технологіями виготовляються БТІЗ? У чому їх відмінність?
43. Приведіть еквівалентні схеми БТІЗ?
44. Що таке ефект Міллера?
45. Наведіть схеми керування БТІЗ.

46. Від чого залежить час вмикання та вимикання БТІЗ?
47. Які типи тиристорів ви знаєте?
48. У чому різниця напівпровідникових інтегральних схем від гібридних у мікромініатюризації електронних засобів?
49. Що таке рівень інтеграції ІС?
50. Які ви знаєте класи напівпровідникових ІС?
51. Як класифікуються ІС за рівнем інтеграції?
52. Яка система умовних позначень ІС?

РОЗДІЛ 2

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДАТЧИКИ І ІНДИКАТОРНІ ПРИБАДИ

2.1. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДАТЧИКИ ТЕМПЕРАТУРИ

В якості датчиків температури широке застосування знаходять напівпровідникові терморезистори, діоди і транзистори.

Напівпровідниковим терморезистором називається прилад, принцип дії якого базується на зміні опору напівпровідникового матеріалу при зміні температури.

Напівпровідникові терморезистори вигідно відрізняються від приладів, виготовлених з дроту, не тільки великими власними опорами, але й малими розмірами. На їх основі створюють пристрої, які мають підвищену точність і швидкодію.

До недоліків напівпровідникових терморезисторів слід віднести нелінійність їх характеристик $R = f(T, ^\circ\text{C})$ та значний технологічний розкид параметрів. Основною характеристикою терморезистора є температурна характеристика, яка достатньо точно описується рівнянням

$$R = R(T_1) \exp(B/T - B/T_0), \quad (2.1)$$

де $R(T_1)$ — номінальне значення опору при температурі T_1 (звичайно $T_1 = 293\text{K}$); T — температура; B — коефіцієнт, сталий для даного екземпляру терморезистора.

При протіканні електричного струму в терморезисторі виділяється теплота, що призводить до зміни його опору (рис. 2.1, а). Як видно з рис. 2.1, а із зростанням температури опір терморезистора зменшується.

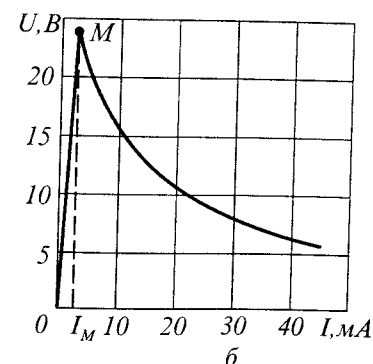
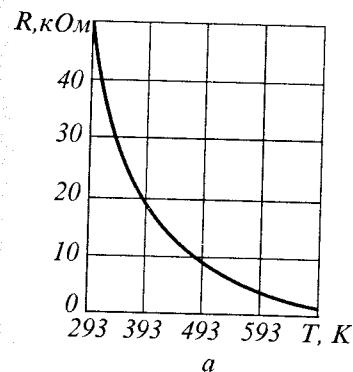


Рис. 2.1

Внаслідок нелінійності температурної характеристики ВАХ буде також нелінійною (рис. 2.1, б). Для кожної точки статичної ВАХ можна записати рівняння енергетичного балансу

$$UI = I^2 R_T = U^2 / R_T = b(T - T_0), \quad (2.2)$$

де b — коефіцієнт розсіювання, який враховує розповсюдження теплоти від робочого струму в навколишнє середовище за рахунок конвекції, теплопровідності, випромінювання; T_0 і T — температура навколишнього середовища та терморезистора.

Якщо підставити (2.1) у (2.2) та привіняти до нуля першу похідну функції, яка характеризує зміну температури, можна показати, що форма ВАХ істотно залежить від температури навколишнього середовища T_0 та умов теплообміну, який характеризується коефіцієнтом b . При малих струмах ВАХ практично лінійна (рис. 2.1, б), а при великих — суттєво нелінійна.

Температурну чутливість терморезисторів прийнято характеризувати величиною їх температурного коефіцієнта опору

$$\text{ТКО} = \frac{\Delta R_T}{R_1 \Delta T} 100, \quad (2.3)$$

де R_1 — опір терморезистора при нормальній температурі; ΔT — гранична різниця між максимальною позитивною і нормальною температурами; ΔR_T — алгебраїчна різниця між значеннями опорів, виміряних при максимальній і нормальній температурах.

Типове значення $\text{ТКО} = -2...-8,5 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$.

На даний період вже розроблені терморезистори з позитивним значенням ТКО .

Промисловість випускає терморезистори типів СТ1-21, СТ3-21, СТ1-27, СТ3-27, СТ3-31 та ін.

При вимірюванні температури за допомогою напівпровідникових діодів використовують температурні залежності або зворотного струму p - n -переходу ($I_{зв}$), або прямого спаду напруги на p - n -переході ($U_{пр}$). Нагадаємо, що зворотний струм реального діода має три складові: струм витоку $I_{вит}$, струм генерації $I_{ген}$, обумовлений регенерацією та рекомбінацією носіїв в області p - n -переходу, та тепловий струм I_0 .

Струм витоку визначається поверхневими енергетичними станами і слабо залежить від температури. Його рівень, в основному, визначає зворотну напругу p - n -переходу. Струм генерації залежить як від зворотної напруги p - n -переходу, так і від його температури. Тепловий струм практично не залежить від зворотної напруги і майже повністю визна-

чається температурою p - n -переходу. Цей струм практично для всіх діодів визначається за формулою

$$I_0 = qVn_i^2 / (\tau N_B), \quad (2.4)$$

де q — заряд електрона; V — об'єм напівпровідникового кристалу, де генеровані носії беруть участь в утворенні теплового струму; n_i — власна концентрація носіїв заряду в матеріалі напівпровідника; τ — час життя основних носіїв заряду; N_B — концентрація основних носіїв заряду в області бази.

При великих напругах з достатньою точністю можна вважати, що

$$I_{зв} \approx I_0 \approx N \exp\left(-\frac{qE_q U_T}{kT}\right), \quad (2.5)$$

де N — стала, що не залежить від температури; E_q — ширина забороненої зони напівпровідника; U_T — константа, яка дорівнює 0,5...1; k — стала Больцмана.

Типова залежність $I_{зв} = f(T, ^{\circ}\text{C})$ для різних діодів наведена на рис. 2.2 (1 — германієвий сплавно-дифузійний перехід; 2 — германієвий сплавний перехід; 3 — кремнієвий дифузійний перехід).

Прямий спад напруги на p - n -переході може бути визначений з виразу для ВАХ ідеального p - n -переходу:

$$U_{пр} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{I_{пр}}{I_{зв}} + 1\right), \quad (2.6)$$

де $I_{пр}$ — прямий струм p - n -переходу. Використовуючи вираз (2.6) для ТKN діода, можна записати

$$\text{ТKN} = \frac{\partial U_{пр}}{\partial T} = -2 \frac{mB}{^{\circ}\text{C}} + K \ln I_{пр}, \quad (2.7)$$

де K — стала, яка визначається типом складової струму діода (дифузійна — 0,198; рекомбінаційна: низький рівень інжекції — 0,375, високий рівень інжекції — 0,596).

Реальна величина ТKN прямого спаду напруги на діоді лежить у діапазоні від -1 до $-3,5 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$. На рис. 2.3 наведені типові залежності $U_{пр} = f(T, ^{\circ}\text{C}, I_{пр})$ для германієвого сплавного діода. На практиці найчастіше для вимірювання температури використовують залежності

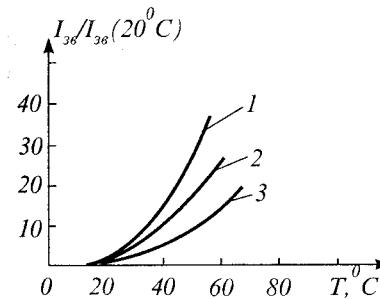


Рис. 2.2

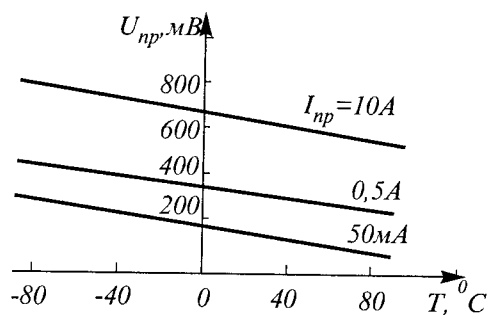


Рис. 2.3

$U_{пр} = f(T, ^\circ C)$, що пояснюється наступними причинами. По-перше, при виконанні умови $I_{пр} = \text{const}$ залежність $U_{пр} = f(T, ^\circ C)$ носить лінійний характер. По-друге, напруга $U_{пр}$ легко піддається безпосередньому вимірюванню. Нехтуючи спадом напруги на омичному опорі діода, можна вважати, що $U_D \approx U_{пр}$. Тоді для

діода як датчика температури, можна записати

$$U_D(T, ^\circ C) = U_{D0} + \text{ТКН}(T_D - T_0),$$

де U_{D0} — спад напруги на діоді при температурі T_0 ; T_D — вимірювана температура.

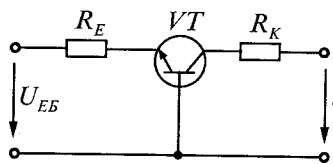


Рис. 2.4

Використання біполярних транзисторів дозволяє значно поліпшити характеристики термоперетворювачів. Досліди показали, що найкращих результатів можна досягти при використанні режиму роботи транзистора, при якому емітерний і колекторний переходи транзистора, увімкненого за схемою з СБ, зміщені у прямому напрямі (рис. 2.4). Для схеми з СБ *n-p-n*-транзистора (рис. 2.4) при заданому струмі емітера температурний коефіцієнт колекторного струму практично незмінний до температури 80...100 °C для германієвих та 120...150 °C для кремнієвих транзисторів. Реальна похибка зміни струму не перевищує 2...3%. При цьому значення температурного коефіцієнта струму колектора практично не залежить від самого струму колектора і може плавно регулюватися зміною значень I_Q та R_K . На рис. 2.5 зображені експериментальні залежності $I_K = f(T, ^\circ C)$, одержані для транзисторів різного типу при різних значеннях R_K (1 — транзистор КТ114А; 2 — транзистор ГТ109Б).

На практиці широке розповсюдження одержав датчик температури на двох транзисторах, технологічно виконаних на одному кристалі (рис. 2.6). Цей датчик, хоча й має меншу чутливість, ніж датчик на одному транзисторі, але вигідно відрізняється від нього меншою нелінійністю перетворення.

Залежність зміни вихідної напруги від меж зміни температури для

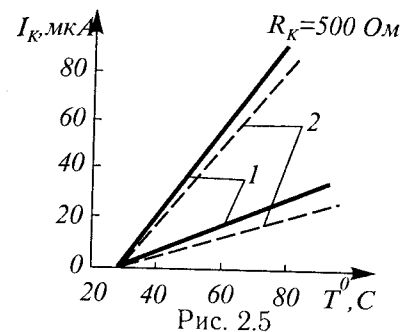


Рис. 2.5

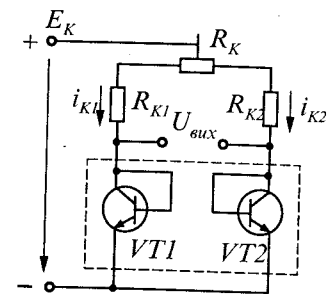


Рис. 2.6

схеми на рис. 2.6 визначається за формулою

$$\Delta U_{\text{вих}}(T, ^\circ C) = \Delta T \frac{2k}{q} \ln \frac{I_{K2}}{I_{K1}}, \quad (2.8)$$

де k — стала Больцмана; q — заряд електрона.

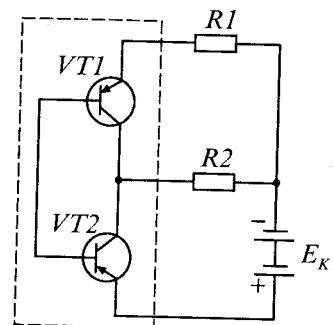


Рис. 2.7

З виразу (2.8) можна зробити важливий практичний висновок: вихідна напруга датчика прямо пропорційна зміні температури і не залежить ні від властивостей напівпровідникового матеріалу, ні від технології виготовлення транзистора ($k/q = \text{const} \approx 0,079 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$). Такий датчик дає хороші результати при вимірюванні температури середовища у широкому діапазоні (від -25 до +100 °C).

Для одержання високого коефіцієнта перетворення у вузькому діапазоні зміни температури може бути застосований датчик, схема якого наведена на рис. 2.7. У даній схемі транзистор VT1 виконує роль чутливого елемента. Для цього його емітерний перехід зміщений у зворотному напрямку. Транзистор VT2 ввімкнений за схемою з СЕ і виконує роль підсилювача. При зміні температури змінюється спад напруги на зворотнозміщеному емітерному переході VT1, а отже, змінюється базовий струм транзистора VT2, що призводить до зміни спаду напруги на резисторі R2.

2.2. МАГНІТОНАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ

Робота магнітонапівпровідникових приладів заснована на використанні у напівпровідникових структурах явищ, пов'язаних із впливом на них магнітного поля. Їх масове застосування за останні роки у ролі

елементної бази електронних засобів обумовлено бурхливим розвитком автоматики, магнітного запису інформації та ін. Магнітонапівпровідникові прилади дають можливість повної електричної розв'язки вхідних та вихідних кіл, безконтактного перетворення малих механічних переміщень в електричні сигнали, детектування величини та напрямку індукції магнітного поля з високою локальністю, створення комутаторів в електричних колах, що не дають іскріння, безконтактного вимірювання електричних струмів.

Різноманітність типів магнітонапівпровідникових приладів обумовлена різноманітністю гальваноманітних явищ, на базі яких вони функціонують.

На даний час у магнітонапівпровідникових приладах використовуються наступні гальваноманітні явища.

Ефект Холла — виникнення поперечної різниці потенціалів на гранях кристалу при проходженні через нього електричного струму в поперечному йому магнітному полі.

Ефект магнітоопору — зростання опору напівпровідника у магнітному полі.

Ефект Суля — відхилення ліній струму інжекттованих носіїв заряду магнітним полем до однієї з граней напівпровідника.

Ефект гальваноманіторекombінаційний — зміна концентрації носіїв заряду при проходженні струму в поперечному магнітному полі у напівпровіднику із змішаною провідністю при зміні поверхневої рекомбінації.

Ефект магнітодіодний — магнітне поле призводить до закручення електронів та дірок, що рухаються. Їх рухомість зменшується, а отже, зменшується довжина дифузійного зміщення. Одночасно подовжуються лінії струму, тобто ефективна товщина бази. Магнітне поле впливає не тільки на рухомість та напрям ліній струму, але й на час життя носіїв. Перелічені явища призводять до сильної зміни опору бази і, відповідно, прямого струму внаслідок різкої зміни концентрації нерівноважних носіїв заряду. Це і є магнітодіодний ефект.

Відомі й інші гальваноманітні явища, але вони не здобули широкого практичного використання.

Цікавим з практичної точки зору є магнітодіодний ефект, який проявляється при інжекції носіїв з p - n -переходу при протіканні прямого струму в діодах з довгою базою, коли довжина вільного пробігу інжекттованих в область бази нерівноважних носіїв заряду до моменту їх рекомбінації (довжина дифузійного зміщення нерівноважних носіїв заряду) значно менше тієї довжини шляху, який вони повинні пройти від інжектуючого

p - n -переходу до другого (вихідного) омичного контакту (шлях, який дорівнює довжині бази діода). В цьому випадку практично всі інжекттовані в область бази нерівноважні носії заряду рекомбінують на своєму шляху до омичного контакту. Для скорочення такі діоди на практиці називають «довгими» діодами.

При високих рівнях інжекції пряму вітку ВАХ різко несиметричного діода з омичним другим контактом можна апроксимувати співвідношенням

$$I = I_0 (e^{qU_d / ckT} - 1), \quad (2.9)$$

де q — заряд електрона; U_d — напруга, прикладена до діода; k — стала Больцмана; T — абсолютна температура; $c = 2(v + ch d / L) / (v + 1)$ —

коефіцієнт, який враховує специфіку p - n -переходу; $v = \frac{\mu_n}{\mu_p}$ — відношення рухомостей електронів та дірок; d — довжина бази; $L = l\sqrt{2v/(v+1)}$ — ефективна довжина дифузійного зміщення; l — довжина дифузійного зміщення.

В звичайних діодах $d/l \ll 1$. Тоді

$$I \approx 2 \frac{kT \mu_p n_i}{d} (e^{qU_d / 2kT} - 1), \quad (2.10)$$

де n_i — власна концентрація носіїв.

У цьому випадку, як видно з (2.10), прямий струм діода не залежить від L . У «довгих» діодах, тобто діодах з великою відстанню між p - n -переходом і неактивним контактом $e^{d/L} \gg 1$.

Тоді

$$I \approx \frac{kT}{q} \frac{ch d / L}{\rho_0 L (v + 1)} (e^{qU_d / ckT} - 1), \quad (2.11)$$

де ρ_0 — питомий опір вихідного напівпровідника.

В цьому випадку $c \approx e^{d/L} / (v + 1)$, тобто сильно залежить від L . Отже, згідно (2.11) будь-яка незначна зміна довжини дифузійного зміщення призведе до дуже великої зміни прямого струму.

В «довгих» діодах ($d/L \gg 1$) розподіл носіїв, а отже, опір бази визначаються довжиною дифузійного зміщення нерівноважних носіїв заряду. Зменшення L призводить до зниження нерівноважних носіїв у базі, тобто підвищення її опору. Це, в свою чергу, викликає збільшення спаду напруги на базі і, відповідно, її зменшення на p - n -переході (при умові незмінності прикладеної напруги). Зменшення спаду напруги на

p - n -переході викликає зниження інжекційного струму і, отже, додаткове підвищення опору бази, а також нове зменшення напруги на p - n -переході і т. д.

Таким чином, при $e^{d/L} \gg 1$ невелике зменшення довжини дифузійного зміщення викликає дуже сильне зниження провідності бази діода. Отже, впливаючи зовнішніми факторами на довжину дифузійного зміщення, можна керувати провідністю бази діода. Так як $L = \sqrt{[2v/(v+1)](kT/q)\mu_p\tau_p}$, то зміна L може бути викликана впливом або на ефективний час життя носіїв τ_p , або на відношення рухомостей електронів та дірок v .

Довжину дифузійного зміщення носіїв, поряд з іншими методами, можна змінювати і впливом магнітного поля. Оскільки при високих рівнях інжекції концентрація електронів та дірок приблизно однакові, то ЕРС Холла практично дорівнює нулю. При цьому інжектвані з p - n -переходу носії будуть рухатись під деяким кутом до напрямку зовнішнього електричного поля. Цей кут називається кутом Холла.

Магнітодіодний ефект може спостерігатися у будь-якій напівпровідниковій структурі, в якій створена позитивна або негативна нерівноважна провідність. Провідність вважається позитивною в тому випадку, коли концентрація носіїв вища за рівноважну, негативною — коли вона нижча за рівноважну. Негативна провідність реалізується, наприклад, при екстракції носіїв p - n -переходом, до якого прикладена зворотна напруга, або n^+ - n -переходом, тобто переходом, який утворений на межі напівпровідника з різною концентрацією однотипних носіїв (у даному випадку електронів).

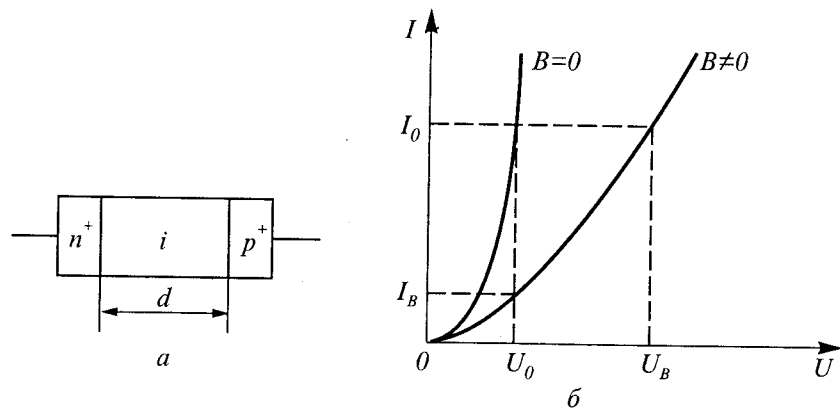


Рис. 2.8

На основі магнітодіодного ефекту створений новий гальваноманітний прилад — **магнітодіод**. Магнітодіод — напівпровідниковий прилад з

p - n -переходом та непрямым контактом (омічним або антизапорним), між якими знаходиться область високоомного напівпровідника (рис. 2.8, а). Відміна від звичайних напівпровідникових діодів полягає тільки в тому, що магнітодіод виготовляється з високоомного напівпровідника з провідністю, близькою до власної; і довжиною бази d у декілька разів більшою за довжину дифузійного зміщення носіїв L , у той час як в звичайних діодах $d < L$. У «довгих» діодах при проходженні електричного струму визначними стають процеси, залежні від рекомбінації і руху нерівноважних носіїв у базі та на поверхні.

В прямому напрямі при високих рівнях інжекції провідність магнітодіода визначається інжектованими в базу нерівноважними носіями. Спад напруги відбувається не на p - n -переході, як у діоді, а на високоомній базі. Якщо магнітодіод, через який тече струм, розмістити у поперечному магнітному полі, то відбудеться збільшення опору бази. Опір бази збільшується і за рахунок підвищення ролі поверхневої рекомбінації носіїв заряду, що відхиляються до поверхні напівпровідника. Еквівалентну схему магнітодіода можна представити у вигляді магніто-резистора з послідовно увімкненим підсилювачем. Типова ВАХ магнітодіода приведена на рис. 2.8, б.

Властивості магнітодіодів характеризуються вольтовою та струмовою магнітотутливостями.

Вольтова магнітотутливість γ_U визначається зміною напруги на магнітодіоді при зміні магнітного поля B на 1 мТл і постійному значенні струму через магнітодіод

$$\gamma_U = \left(\frac{\Delta U}{\Delta B} \right)_{I=\text{const}} = \left(\frac{U_B - U_0}{\Delta B} \right)_{I=\text{const}} \approx \frac{d}{L} \left(Y + \frac{L}{d} - 1 \right) \frac{ckT}{q} \frac{\Delta L_E}{L_E \Delta B},$$

де U_B — напруга на магнітодіоді при $B \neq 0$; U_0 — напруга на магнітодіоді при $B = 0$; L_E — усереднений шлях, який проходять носії заряду за час життя у напрямку зовнішнього електричного поля; $Y = qU/ckT$ — коефіцієнт нерівноважності при високих рівнях інжекції.

Струмова магнітотутливість γ_I визначається зміною струму через магнітодіод при зміні магнітного поля на 1 мТл і постійною напругою на магнітодіоді

$$\gamma_I = \left(\frac{\Delta I}{\Delta B} \right)_{U=\text{const}} = \left(\frac{I_B - I_0}{\Delta B} \right)_{U=\text{const}} \approx j \frac{d}{L} \left(Y + \frac{L}{d} - 1 \right) \frac{\Delta L_E}{L_E \Delta B},$$

де I_0 та I_B — струми магнітодіода при $B=0$ та $B \neq 0$ відповідно.

Звичайно при великих швидкостях поверхневої рекомбінації спостерігається залежність часу життя носіїв від магнітного поля. Якщо швидкість поверхневої рекомбінації на двох гранях однакова, то час життя носіїв із збільшенням магнітного поля зменшується. Якщо на одній із граней швидкість поверхневої рекомбінації більша, ніж на другій, то при відхиленні носіїв до першої грані спостерігається зменшення, а до другої — збільшення часу життя. У відповідності з цим змінюється і довжина дифузійного зміщення носіїв. Якщо зміна ефективного часу їх життя достатньо велика, то вона може перевищити вплив зміни рухомості та скривлення ліній струму і буде визначати магніточутливість магнітодіода.

Магнітотранзистори знаходять в останній час широке застосування як перетворювачі, чутливі до магнітного поля. Розглянемо спочатку роботу *біполярного магнітотранзистора*.

В «тонких» (звичайних) транзисторах, які частіше використовуються і були докладно нами розглянуті у розділі 1, довжина бази d набагато менша за довжину дифузійного зміщення носіїв ($d \ll L$). У цих транзисторах незначні зміни коефіцієнта підсилення за струмом емітера можуть викликати значні зміни струму колектора. Так як у цих транзисторах коефіцієнт підсилення зв'язаний квадратичною залежністю з довжиною дифузійного зміщення $h_{21} = 1 - 0,5(d/L)^2$, то будь-які впливи на неї будуть призводити до значних змін струму. Таким чином, на основі транзисторів можливо створення таких же приладів, заснованих на керуванні довжиною дифузійного зміщення, як і на «довгих» діодах. Роль опору бази в них відіграє опір колекторного p - n -переходу, увімкненого у зворотному напрямку.

В транзисторах з «довгою» базою ($d > 3L$) коефіцієнт підсилення значно менше одиниці і зв'язаний експоненціальною залежністю з довжиною дифузійного зміщення наступним виразом: $h_{21} = 2 \exp(-d/L)$. В цих транзисторах також можливо керування струмом шляхом впливу на довжину дифузійного зміщення. Таким чином, на основі транзисторних структур можуть бути створені прилади з високою чутливістю до зміни довжини дифузійного зміщення і, отже, високою чутливістю до магнітного поля. Можливо створення як «тонких», так і «довгих» магнітотранзисторів.

«Тонкі» магнітотранзистори володіють високою магнітною чутливістю тільки при $h_{21} \approx 1$ та при умові, що відмінність коефіцієнта передачі від одиниці пов'язана з рекомбінаційними процесами. При цьому коефіцієнт інжекції близький до одиниці.

Вольтова магніточутливість «тонких» магнітотранзисторів буде більшою при достатньо великих робочих напругах, а струмова — при будь-

яких напругах. У цьому відношенні перспективними можуть виявитися планарні транзистори з великими значеннями коефіцієнта підсилення.

В «довгих» магнітотранзисторах на коефіцієнт підсилення сильно впливає поперечне магнітне поле внаслідок зменшення ефективної довжини дифузійного зміщення. Вона зменшується як через скривлення ліній струму, так і в результаті зменшення рухомості носіїв. Повздовжнє магнітне поле також виявляє сильний вплив — збільшується ефективна довжина дифузійного зміщення, тому що під впливом сильних магнітних полів практично всі інжектовані із емітера нерівноважні носії рухаються найкоротшим шляхом до колектора паралельно осі транзистора. Їх рекомбінація помітно знижується, а коефіцієнт підсилення транзистора зростає.

Подальший розвиток ідеї збільшення магніточутливості біполярних «торцевих» транзисторів реалізований у двохколекторному магнітотранзисторі (ДМТ) з «горизонтальними» колекторами. ДМТ являє собою звичайний біполярний p - n - p -транзистор, колектор в якому розділений на дві частини (рис. 2.9, а). Принцип його дії полягає в наступному. При вмиканні ДМТ за схемою з CE та навантажувальними резисторами

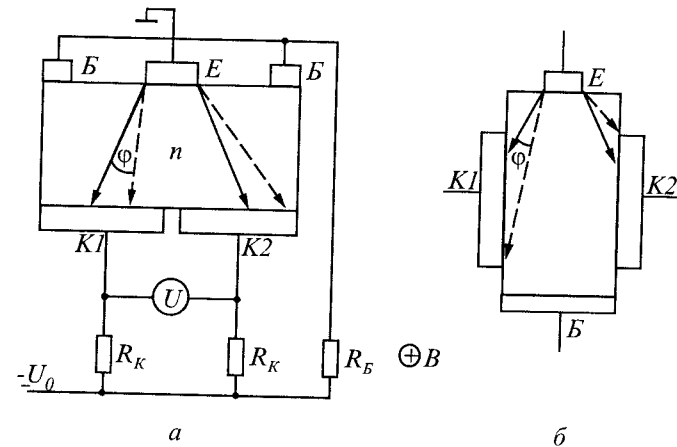


Рис. 2.9

в колах колекторів (мостова схема) у відсутності магнітного поля інжектовані емітером носії заряду (дірки) розподіляються між колекторами приблизно однаково. Струми обох колекторів рівні і напруга між ними відсутня. В поперечному магнітному полі B^+ відбувається перерозподіл інжектованих носіїв заряду між колекторами; при цьому струм колектора $K2$ збільшується, а струм колектора $K1$ зменшується, що викликає розбаланс моста. Це призводить до зміни напруги між колекторами. При цьому з ростом магнітного поля вона збільшується.

При зміні напрямку магнітного поля (B) струм колектора $K2$ зменшується, а колектора $K1$ збільшується і відповідно змінюється знак напруги U між колекторами.

Поряд з вказаним перерозподілом інжектованих носіїв заряду між колекторами відбувається зміна ефективної товщини бази. При цьому в розглянутій конструкції у магнітному полі відбувається зменшення ефективної товщини бази лівої частини транзистора і відповідно збільшення праві частини, тобто струм колектора $K1$ збільшується, а струм $K2$ зменшується. Цей ефект протилежний ефекту перерозподілу носіїв заряду і призводить до зменшення магніточутливості ДМТ.

Цей недолік усунутий в ДМТ з «вертикальними» колекторами, в якому омичні контакти до бази і емітера розташовані по різні боки від колектора (рис. 2.9, б). Магнітне поле, поряд з ефектом перерозподілу носіїв між колекторами, зменшує ефективну товщину бази, якщо струм колектора $K2$ збільшується, і відповідно збільшує товщину бази для колектора $K1$. Таким чином, зміна ефективної товщини бази додатково збільшує струм колектора $K2$, а також зменшує струм колектора $K1$. Це призводить до додаткового росту магніточутливості ДМТ.

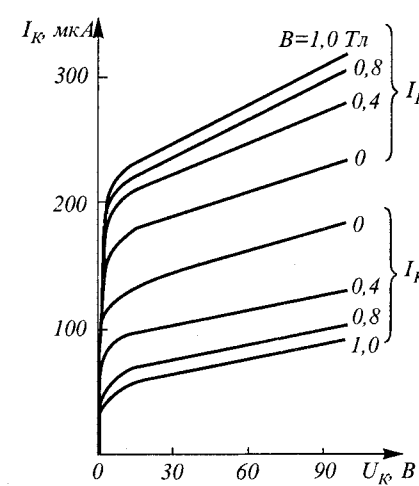


Рис. 2.10

На рис. 2.10 наведені вихідні характеристики ДМТ, виготовленого з германію n -типу з $\rho \approx 40 \text{ Ом}\cdot\text{см}$, $L_p \approx 3 \text{ мм}$ та розмірами $1 \times 1 \times 4 \text{ мм}$. ВАХ колекторів подібні характеристикам звичайного біполярного транзистора. Внаслідок деякої різниці колекторних p - n -переходів (за площами та струмами витоку) їх струми у відсутності магнітного поля дещо відрізняються. З прикладенням магнітного поля струм одного колектора збільшується, а другого зменшується. Напруга між колекторами із зростанням магнітного поля збільшується і при $B > 0,7 \text{ Тл}$ досягає насичення. Максимальна магніточутливість та лінійність характеристики спостерігаються в області малих магнітних полів. Магніточутливість досягає значень $\gamma \approx (2...4) \times 10^5 \text{ В/А} \cdot \text{Тл}$ при $B > 0,4 \text{ Тл}$. Вона на три порядки більша за магніточутливість датчиків Холла. Із зниженням температури спостерігається зростання магніточутливості.

В якості перетворювачів, чутливих до магнітного поля, застосовують також і польові транзистори.

Польовий гальваномагніторекомбінаційний (ПГМР) магнітотранзистор складається з напівпровідникової пластини 1, провідність якої близька до власної (рис. 2.11, а), та одного-двох металевих польових електродів 4 для підводу керуючої напруги, ізольованих шарами діелектрика 3. На торцях пластини розташовані струмові електроди 2 та 5. Магнітотранзистор ПГМР має МДН-структуру. Існує й інша структура магнітотранзистора: метал—діелектрик—напівпровідник—діелектрик—метал (МДНДМ) (рис. 2.11, б), в якій керуюча напруга підводиться до обох польових електродів.

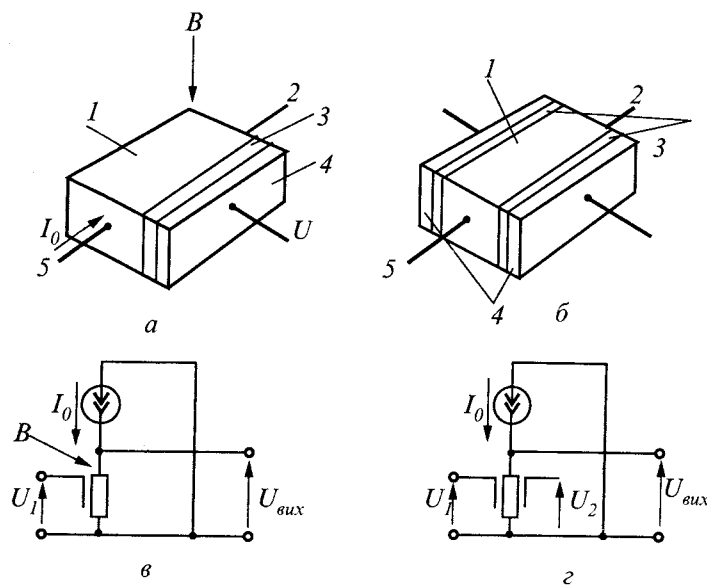


Рис. 2.11

В основі дії ПГМР магнітотранзистора з МДН-структурою лежить зміна середньої концентрації носіїв заряду в напівпровіднику під впливом магнітного поля, повздовжнього та поперечного електричних полів. Якщо ПГМР магнітотранзистор розмістити в магнітному полі так, щоб магнітні силові лінії були перпендикулярні повздовжній складовій електричного струму, і прикласти до електродів керуючу напругу, то відбудеться перерозподіл концентрації носіїв заряду по перерізу пластини у напрямку дії сил Лоренца. При цьому в залежності від різниці швидкостей поверхневої рекомбінації на гранях пластини, де розташовані польові електроди, і напрямку сил Лоренца відбувається зменшення або збіль-

шення концентрації носіїв у порівнянні з рівноважною. Це веде до зростання або зменшення опору ПГМР магнітотранзистора.

В табл. 2.1 наведені основні характеристики ПГМР магнітотранзисторів на основі германію.

Таблиця 2.1

Тип ПГМР	Структура	Вихідний опір, $\kappa\Omega$	Номинальний струм, мА	Максимальна вольтова магніточутливість, В/Тл	Діапазон індукції, Тл
MT-1	МДН	120	0.8	70	$10^{-6} \dots 10^{-1}$
MT-2	МДН	60	1.1	70	$10^{-7} \dots 10^{-1}$
MT-3	МДНДМ	120	0.8	100	$10^{-6} \dots 10^{-1}$
MT4	МДНДМ	60	1.1	100	$10^{-7} \dots 10^{-1}$

П р и м і т к а. Діапазон температур 220...330 К. Температурний коефіцієнт магніточутливості 0,2 %/К. Коефіцієнт нелінійності характеристики передачі $\pm 0,5$ %.

На рис. 2.12 наведені залежності вихідної напруги ПГМР магнітотранзисторів від струму та магнітної індукції. Ці магнітотранзистори володіють лінійною характеристикою передачі. Використання ПГМР магнітотранзисторів особливо ефективно при побудові вимірювачів магнітних величин з автоматичною корекцією похибок або аналогоцифровим перетворенням вхідної магнітної величини, різних магнітних та електричних регуляторів, пристроїв автоматики та керування з змінною або адаптованою структурою.

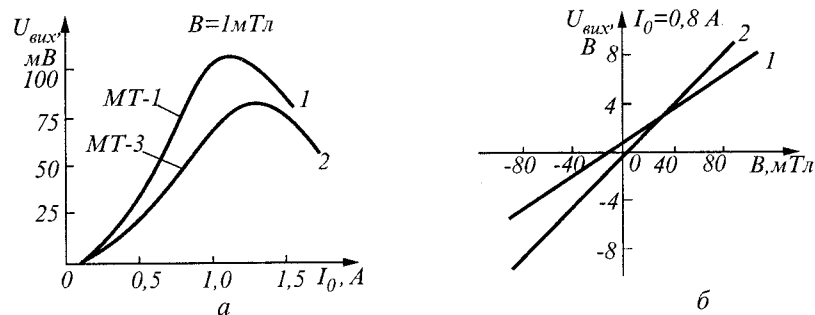


Рис. 2.12

Магнітотиристор. Кожний тиристор, як це зазначалося в розділі 1, можна представити у вигляді еквівалентної схеми, яка складається з двох транзисторів, тому магніточутливі властивості тиристорів харак-

теризуються магніточутливими властивостями складових транзисторів. Напруга вмикання тиристора зв'язана з коефіцієнтами передачі струму бази h_{21}^1 та h_{21}^2 двох транзисторів виразом

$$U_{\text{вм}} = U_{\text{проб}} \sqrt{1 - h_{21}^1 (1 + I_{\text{кер}} / I_{\text{вм}} - h_{21}^2)},$$

де $U_{\text{проб}}$ — напруга лавинного пробою колекторного p - n -переходу; $I_{\text{вм}}$ — струм вмикання; $I_{\text{кер}}$ — струм керування; $c = 2 \dots 6$. Тиристори, які випускаються на даний час, виготовляються в основному методом подвійної дифузії. Довжина бази n - p - n -транзистора в структурі достатньо мала і h_{21}^1 в поперечному магнітному полі практично не змінюється.

Довжина бази другого p - n - p -транзистора порядку L_p , тому h_{21}^2 в магнітному полі змінюється значно сильніше за h_{21}^1 . Площа колектора звичайно велика і ефект відхилення інжектованих носіїв заряду від колектора не спостерігається. Тому зміна h_{21}^2 , що визначається тільки зміною ефективної довжини бази, невелика. У таких тиристорів $U_{\text{вм}}$ відносно слабо залежить від магнітного поля. Для збільшення магніточутливості необхідно забезпечити більш сильну залежність h_{21}^2 від індукції магнітного поля. Цього можна досягти використанням ефекту відхилення інжектованих носіїв заряду від колектора. Найбільш зручною конструкцією, яка забезпечує ці умови, є звичайний планарний тиристор, на поверхні «довгої» бази якого є S -область з підвищеною швидкістю рекомбінації неосновних носіїв заряду (рис. 2.13, а). При інжекції дірок з анода A в n -базу магнітне поле напрямку B^+ відхиляє їх вглиб бази, що зменшує рекомбінацію та збільшує h_{21}^2 складового p - n - p -транзистора. Це веде до зменшення $U_{\text{вм}}$. При протилежному напрямку (B^-) магнітного поля $U_{\text{вм}}$ відповідно збільшується.

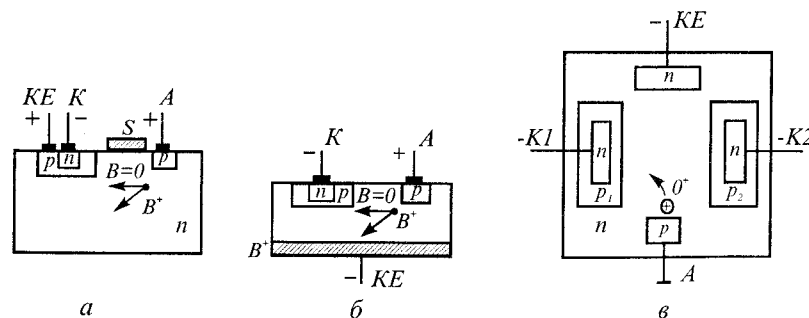


Рис. 2.13

Недоліком даної конструкції є труднощі одержання області з відтворюваною швидкістю поверхневої рекомбінації. Кращою стабільністю та відтворюваністю володіє конструкція, наведена на рис. 2.13, б. Тут

керуючий електрод KE бази одночасно є областю, в якій рекомбінують інжектвані з аноду дірки. В цьому випадку при напрямку B^+ магнітного поля h_{21}^2 зменшується, отже, $U_{\text{вм}}$ збільшується. При протилежному напрямку магнітного поля h_{21}^2 збільшується, а $U_{\text{вм}}$ зменшується.

Звичайно, керуючий електрод тиристора працює в режимі генерації струму. При вмиканні керуючого електрода в режимі генерації напруги можна додатково підвищити магніточутливість. Поперечне магнітне поле призводить до скривлення траєкторій руху інжектованих дірок та до збільшення опору діода $A-KE$ (магнітодіодний ефект). Отже, керуючий струм знижується, що веде до зменшення h_{21}^2 (напряму B^+) та збільшення $U_{\text{вм}}$. При зворотному напрямку магнітного поля (B^-) зміни керуючого струму та h_{21}^2 протилежні і магніточутливість менше, ніж при напрямку B^+ (рис. 2.14). Напруга вмикання $U_{\text{вм}}$ тиристора при малих магнітних полях змінюється майже лінійно при обох напрямках магнітного поля.

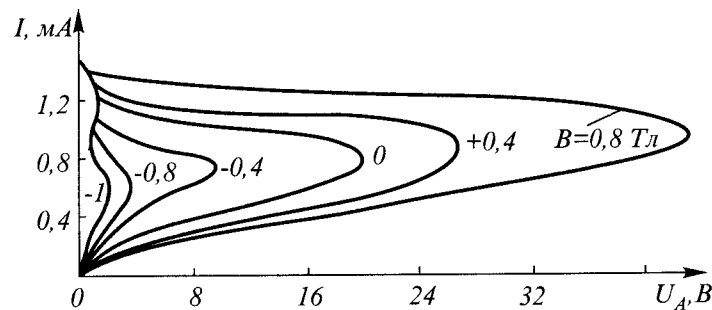


Рис. 2.14

На рис. 2.13, в приведена конструкція здвоєного магнітотиристора, який являє собою два тиристори з спільними діодом і базою. Якщо зовнішня напруга менше $U_{\text{вм}}$ тиристорів у відсутності магнітного поля, то обидва тиристори вимкнуті. В магнітному полі B^+ інжектвані анодом A дірки відхиляються до катода $K1$, $U_{\text{вм}}$ лівого тиристора зменшується і він вмикається. Від анода до катода $K1$ починає протікати струм.

При протилежному напрямку магнітного поля (B^-) дірки відхиляються до правого катода $K2$. При цьому лівий тиристор вимикається, а правий вмикається, і струм тече від анода до катода $K2$. Розглянуті вище магнітотиристори виготовляються за звичайною планарною технологією на кремнії n -типу.

2.3. ПРИЛАДИ З ЗАРЯДОВИМ ЗВ'ЯЗКОМ

Біля тридцяти років тому В. Бойл і Д. Сміт показали, що між близько розташованими МОН-конденсаторами можливий обмін зарядами — зарядовий зв'язок. Маніпулюючи зміщеннями, які прикладаються до таких МОН-конденсаторів, можна накопичувати заряди, перемішувати їх, розділяти, об'єднувати, тобто здійснювати аналогову та цифрову обробку інформації на дискретних, але зв'язаних між собою елементах. Прилад із зарядовим зв'язком (ПЗЗ) — напівпровідниковий прилад, який має велику кількість близько розташованих та ізольованих від підкладки затворів (МДН-структур), під якими може відбуватися перенесення до стоку інформаційних пакетів неосновних носіїв заряду, або інжектованих з витоку, або тих, що виникали у підкладці під впливом оптичного випромінювання.

З даного визначення можна виділити дві основні особливості ПЗЗ. По-перше, це напівпровідниковий прилад, який являє собою сім'ю польових транзисторів. Проте принцип його роботи подібно біполярним транзисторам базується на русі неосновних носіїв заряду. По-друге, через те, що єдиний (безперервний) провідний канал між витоком та стоком відсутній, а рух заряду відбувається від затвору до затвору, то для реалізації такого руху на затвори треба подавати відповідні напруги. Тому, на відміну від усіх раніше розглянутих напівпровідникових приладів, ПЗЗ є динамічним напівпровідниковим приладом, функціонування якого можливе тільки при подачі керуючої напруги, яка постійно змінюється за величиною.

Принцип роботи ПЗЗ розглянемо на прикладі приладу з трьома секціями затворів переносу носіїв заряду, структура та часові діаграми роботи якого наведені на рис. 2.15. Прилад виконаний на підкладці з n -кремнію і має дві високолеговані p^+ -області, які використовуються відповідно як виток і стік. Між цими областями розташовані сім затворів. Затвор, який розташований безпосередньо поруч із витоком, є керуючим, інші шість затворів необхідні для переносу неосновних носіїв від витоку до стоку. Як видно з рис. 2.15, вони попарно з'єднані між собою через два затвори, утворюючи три секції переносу. Таким чином, прилад крім трьох традиційних для польового транзистора виводів — витік, затвор, стік, має ще три керуючі (динамічні) виводи.

Для нормального функціонування на секції переносу приладу подають зростаючі ступеневі напруги, причому рівень однієї з них менший по абсолютній величині за порогову напругу МДН-структури $U_{\text{пор}}$, а двох інших — більший. Рівні напруг циклічно змінюються, створюючи в тілі n -напівпровідника потенціальну яму, яка рухається слідом за

зміною ступеневої напруги. Ця яма тягне за собою неосновні для підкладки носії заряду (у даному випадку дірки).

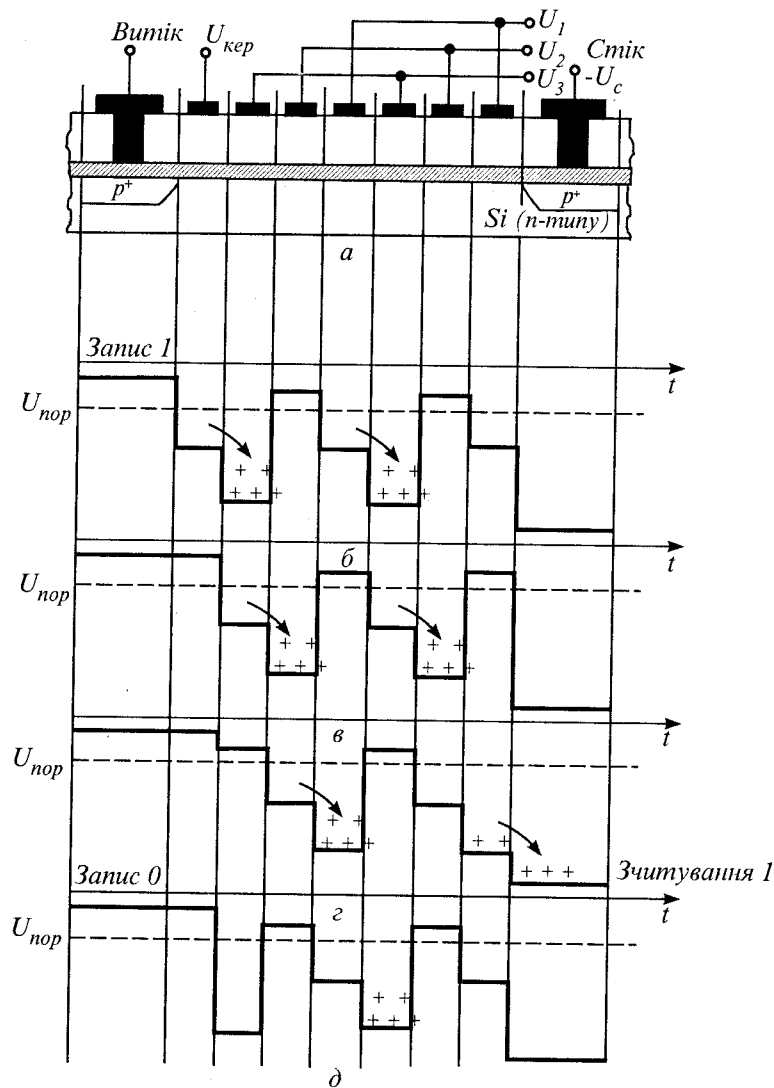


Рис. 2.15

Припустимо, що в деякий час на керуючий затвор ПЗЗ подана напруга $U_{\text{кер}}$, достатня для утворення під ним провідного каналу, а на першу секцію затворів переносу подана максимальна напруга переносу, більша, ніж $U_{\text{пор}}$, тобто

$$|U_1| > |U_{\text{кер}}| > |U_{\text{пор}}|.$$

В цьому випадку під затвором першої секції переносу існує потенціальна яма, в яку через канал, утворений керуючим затвором, з області витоку будуть переміщуватися неосновні носії заряду—дірки. Під лівим затвором секції переносу буде накопичуватися деякий позитивний заряд. Цей заряд пропорційний напрузі U_1 (рис. 2.15, б). До моменту циклічної зміни напруг переносу напруга з керуючого затвору знімається. Канал між витоком та потенціальною ямою запирається, а під лівим затвором першої секції переносу утворюється декотрий просторовий заряд з інжекттованих витоком дірок. Після зміни напруг на затворах секцій переносу найбільша по абсолютній величині напруга буде прикладена до другої секції, тобто

$$|U_2| > |U_{\text{кер}}| > |U_{\text{пор}}|.$$

Внаслідок цього, об'ємний заряд, накопичений під затвором першої секції, буде перетікати в потенційну яму, яка утворилася під затвором другої секції. При цьому додаткове підживлення цього заряду з боку витоку буде відсутнє, тому що провідний канал закритий, $|U_{\text{кер}}| < |U_{\text{пор}}|$ (рис. 2.15, в), а перетіканню заряду під затвор третьої секції перешкоджає напруга U_3 яка менше порогової $|U_3| < |U_{\text{пор}}|$. Таким чином, на другому такті зміни напруги переносу увесь об'ємний заряд, накопичений у першому такті під затвором першої секції, переміститься під затвор другої секції.

При наступних тактах зміни напруги переносу об'ємний заряд буде переміщуватися від секції до секції у напрямку до стоку.

На шостому такті зміни напруги переносу об'ємний заряд досягне крайнього правого затвора третьої секції і так як

$$|U_3| < |U_C|,$$

то відбудеться його екстракція в область стоку. Це супроводжується появою на виводі стоку деякої напруги або протіканням у відповідному колі імпульсу струму.

Якщо у початковий момент напруга на керуючому електроді менше порогової (рис. 2.15, д), тобто

$$|U_{\text{кер}}| < |U_{\text{пор}}|,$$

то накопичення об'ємного заряду під затвором першої секції не відбудеться і через сім тактів напруги переносу з виводу стоку буде знята нульова напруга.

Таким чином, прилад здатний передавати фіксовані порції електричного заряду від витоку до стоку, до того ж величина цього заряду

визначається значенням керуючої напруги $U_{\text{кер}}$, а час затримки передачі залежить від частоти зміни напруги на секції переносу.

З принципу роботи приладу видно, що функціонування його неможливе без впливу зовнішньої напруги, яка циклічно змінюється. Частота зміни цієї напруги повинна вибиратися з урахуванням наступних міркувань. Очевидно, що зберігання заряду у потенціальній ямі внаслідок струмів теплової генерації, природа яких аналогічна зворотному струму p - n -переходу, спряжене з втратами цього заряду. Тому із зменшення частоти зміни напруги переносу величина заряду, який досягає стоку, зменшується. Отже, з точки зору збільшення коефіцієнта передачі, частота зміни напруги повинна збільшуватись. Проте збільшення частоти нашоується на обмеження, пов'язані з кінцевим часом перетікання об'ємного заряду із однієї потенціальної ями в другу. Діапазон частоти — від десятків кілогерц до десятків мегагерц.

Основні параметри ПЗЗ характеризуються або ефективністю передачі заряду

$$\eta = \Delta Q_{i+1} / \Delta Q_i,$$

де ΔQ_i — заряд, який знаходився під i -м затвором, ΔQ_{i+1} — заряд, який знаходився під $(i+1)$ -м затвором, або коефіцієнтом втрат

$$K_{\text{вт}} = 1 - \eta.$$

На рис. 2.16 наведена типова залежність $K_{\text{вт}}$ від частоти зміни напруги передачі.

Сучасні ПЗЗ являють собою схеми з великим ступенем інтеграції. Перші ПЗЗ нараховували всього сім конденсаторів, у сучасних кількість

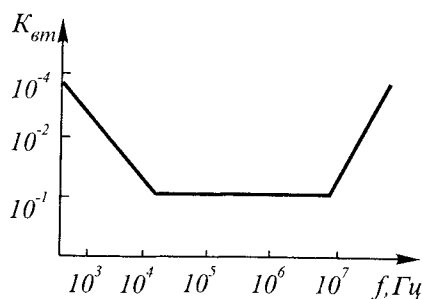


Рис. 2.16

елементів перевищує мільйон. Таке зростання за порівняно невеликий строк пояснюється рядом причин. По-перше, сам принцип зарядового зв'язку дуже приваблює своєю простотою і витонченістю: інформація в ПЗЗ передається зарядами без проміжних перетворень заряду (струму) в потенціал і назад, як це відбувається, скажімо, у колі з'єднаних

транзисторних елементів. Кожне перетворення характеризується деякою невизначеністю, отже в ПЗЗ, де кількість перетворень зведена до мінімуму (на вході та виході), може бути досягнута обробка інформації з найменшими втратами. По-друге, ПЗЗ володіють винятковою функціональною широтою: крім генерації сигналів вони можуть виконувати

будь-які дії, пов'язані з накопиченням та перетворенням інформації.

ПЗЗ знаходять застосування у таких областях: перетворення випромінювання в електричний сигнал — фоточутливі (ФПЗЗ); аналогова обробка інформації — лінії затримки, фільтри; запам'ятовуючі пристрої ПЗЗ (ЗП); конструктивно-технологічні особливості ПЗЗ такі, що в них досягти високого ступеня інтеграції легше, ніж в інших ВІС.

Найбільше розповсюдження та практичне застосування на даний період одержали ФПЗЗ. Вони, по суті, заповнили вакуум у такій важливій області науки та техніки, як телебачення. Вперше в телебачення прийшли твердотілі перетворювачі випромінювання у відеосигнал, які здатні не тільки замінити вакуумні електронно-випромінювальні трубки (ЕВТ), але й принести з собою нові якості. Жорсткий геометричний растр, можливість обробки інформації безпосередньо на кристалі, нечутливість до магнітних полів — далеко не повний перелік специфічних властивостей ФПЗЗ, які не реалізуються в ЕВТ. Таблиця 2.2 достатньо переконливо демонструє переваги ФПЗЗ.

Таблиця 2.2

Характеристика	ФПЗЗ	ЕВТ	Примітки
Порогова чутливість	Висока	—	Вихідна ємність менша у ФПЗЗ
Розділення	600 телевізійних (ТВ) ліній в матрицях; декілька тисяч ТВ ліній при гібридному складанні	—	—
Растр	Жорсткий (точність $\pm 0,5$ мкм)	Плаваючий	Нова якість
Обробка інформації всередині приладу	Здійсненна	Неможлива	Нова якість
Довільна вибірка	Здійсненна	Неможлива	—
Інерційність	Практично відсутня	15...40%	Нова якість
Споживана потужність, Вт	0.5	5	—
Живляча напруга, В	5...25	200...10000	—
Маса, г	5	50	—
Об'єм, см ³	0,5	5	—
Довговічність, год	15000	500...800	—
Механічна міцність, г	До 20000	1000	—
Вибухонебезпечність	Немає	Є	Нова якість
Мікрофонний ефект	Немає	Є	Нова якість
Чутливість до магнітних полів	Немає	Є	Нова якість

На даний час в усіх розвинутих країнах ФПЗЗ випускаються серійно, а також з'явився спеціальний термін «твердотіле телебачення».

2.4. ФОТОЕЛЕКТРИЧНІ ПРИЛАДИ

Фотоелектричними називають електронні прилади, які перетворюють енергію випромінювання в електричну енергію. Такі прилади можуть будуватися на фотоэффекті як у вакуумі або газі, так і в напівпровіднику. Зараз найбільше розповсюдження отримали фотоелектричні прилади, принцип дії яких заснований на внутрішньому фотоэффекті в напівпровіднику. Суть його полягає у збільшенні концентрації вільних носіїв заряду під впливом зовнішнього світла, а отже, і провідності напівпровідникових матеріалів. Одержана таким чином провідність називається *фотопровідністю*. Вона сполучається з власною провідністю напівпровідникового матеріалу. Фотопровідність залежить від інтенсивності та спектрального вмісту зовнішнього світлового потоку.

Внутрішній фотоэффект може бути реалізований у різних типах напівпровідникових приладів. Розглянемо деякі з них.

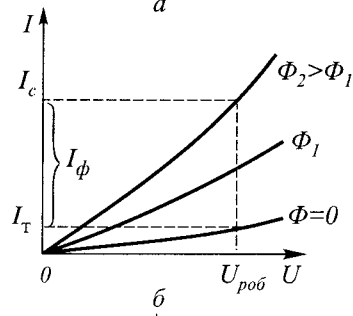
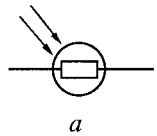


Рис. 2.17

Струм, обумовлений власною провідністю, називається темновим I_T . Під впливом світлового потоку опір фоторезистора зменшується. У цьому випадку струм називається світловим I_c . Різниця струмів $I_c - I_T$ визначає фотострум I_ϕ . Конструктивно фоторезистор виконують в металевому або пластмасовому корпусі з прозорим вікном для проходження світлового потоку, під яким розташований напівпровідниковий матеріал.

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

$$K_{\phi \text{ жив}} = I_\phi / (\Phi U).$$

Із спектральних характеристик, наведених на рис. 2.18, видно, що максимальне значення фотострумів для сульфідно-кадмієвих фоторе-

зисторів відповідає видимій області спектра (крива 1) та червоній і інфрачервоній областям відповідно для селенідо-кадмієвих та сульфідно-свинцевих (криві 2 та 3).

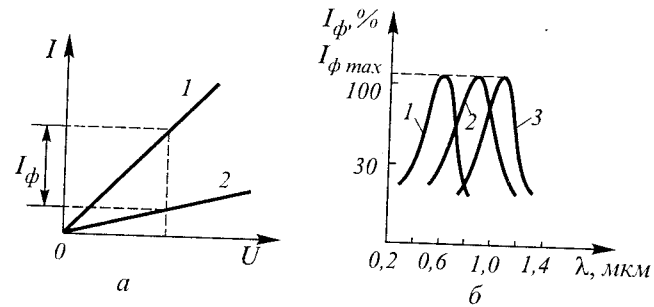


Рис. 2.18

Зараз використовуються два види маркування фоторезистора: старий та новий. Старий складається з трьох символів. Перший символ — літери ФС (фотоопір). Другий — літера, яка показує тип світлочутливого матеріалу: Н — сірчистий свинець; К — сірчистий кадмій; О — селенід кадмію. Третій — цифра, яка визначає тип конструктивного виконання. У новому маркуванні літери ФС замінені на СФ — опір фоточутливий, а тип світлочутливого матеріалу позначають цифрою, наприклад СФ2-4.

Фотодіод є фотоелектричним приладом, що має один $p-n$ -перехід, в якому відбувається перетворення світлової енергії в електричну. За структурою він аналогічний звичайному напівпровідниковому діоду. Різниця полягає в тому, що його корпус обладнаний додатковою лінзою, яка створює зовнішній світловий потік, спрямований, як правило, перпендикулярно площі $p-n$ -переходу (рис. 2.19, а: 1 — скляна лінза; 2 — кристал з $p-n$ -переходом; 3 — кристалотримач; 4 — корпус; 5 — внутрішній вивід; 6 — герметизація корпусу). Під дією світла (випромінювання) в області $p-n$ -переходу відбувається іонізація атомів основної речовини та домішки, в результаті чого генеруються пари носіїв заряду — електрон та дірка. В зовнішньому колі, під'єднаному до $p-n$ -переходу, виникає струм, обумовлений рухом цих носіїв (фотострум I_ϕ). Фотодіоди можуть працювати у вентильному (фотозапірному) та фотодіодному (фотоперетворювальному) режимах (рис. 2.19, б).

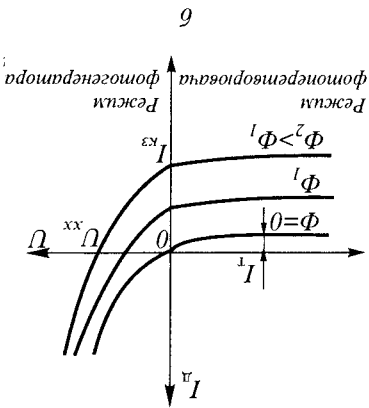
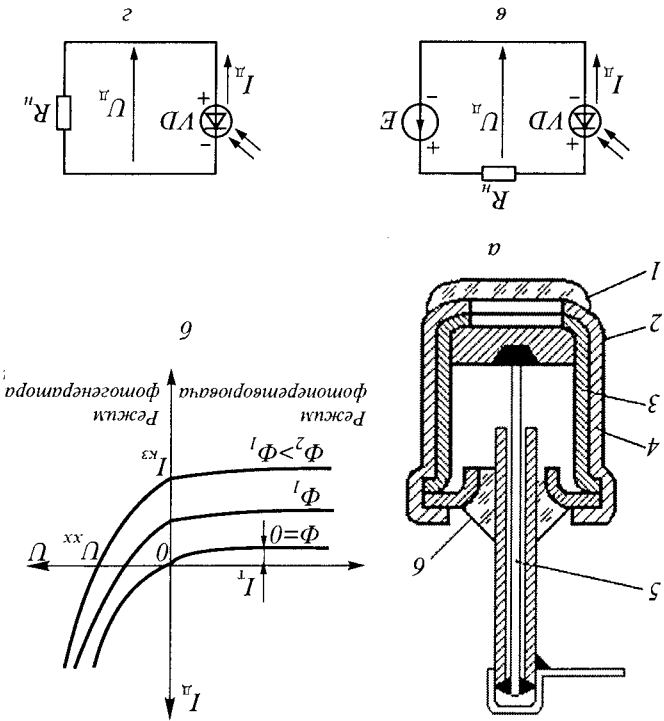
У режимі фотоперетворювача в коло фотодіода вмикають зовнішнє джерело живлення (рис. 2.19, в), яке забезпечує зворотне зміщення $p-n$ -переходу. Якщо перехід не освітлюється, то утворюється зворотний темновий струм, обумовлений дрейфом через $p-n$ -перехід лише власних неос-

Фоторанзистор має структур, аналогічну до структур біполярного (порядковий номер поздовжки, наприклад, ФД-3). Маркування фотодіода складається з літер ФД (фотодіод) і цифри освітленні дорівнює $20...25 \text{ мА/см}^2$.

а значення струму короткого замикання $I_{\text{кз}}$ при середньому сонячному значення фотоЕРС $E = U_{\text{кх}}$ кремнієвого фотодіода складає $0,5...0,55 \text{ В}$, значення якої пропорційне інтенсивності світлового потоку. Типове в режимі фототранзистора фотодіод сам є джерелом фотоЕРС (рис. 2.19, 2.19, б).

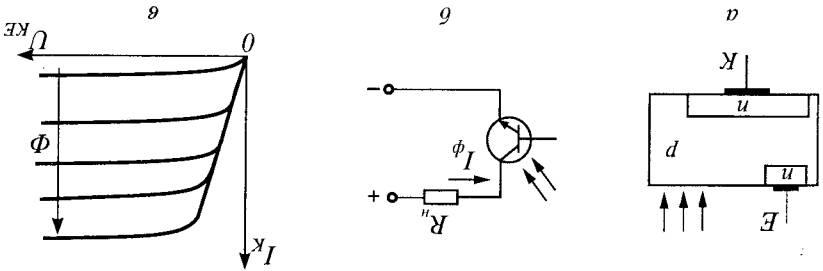
нових носіїв заряду, які зумовлюють дрейфовий (темновий) струм $I_{\text{т}} = I_{\text{т}}^+$. При освітленні $p-n$ -переходу відбувається процес іонізації атомів кристала, генеруються долаткові пари носіїв заряду, які, дрей-уючи через $p-n$ -перехід у тому самому напрямку, що й неосновні носії, зумовлюють фотострум $I_{\text{ф}}$. Таким чином, через навантаження протікає струм $I_{\text{т}} \approx I_{\text{т}}^+ + I_{\text{ф}}$. Значення фотоструму діода не залежить від прикладеної напруги і пропорційне інтенсивності світлового потоку Φ (рис.

Рис. 2.19



транзистора (рис. 2.20, а). Він володіє більш високою чутливістю, ніж фотодіод. Світловий потік впливає перпендикулярно площині емітерного $p-n$ -переходу, генеруючи в базі пари носіїв заряду. Носіїв заряду притягуються колекторним переходом, збільшуючи колекторний струм. Проте цей струм є тільки частиною струму колектора, тому що відхід з бази неосновних носіїв створює в ній некомпенсований заряд основних носіїв. Цей заряд знижує потенціальний бар'єр емітерного переходу. В результаті відбувається збільшення кількості носіїв зарядів, які інжектуються емітером в область бази, а отже, і збільшення колекторного струму: $I_{\text{к}} = I_{\text{ф}}(h_{21\text{E}} + 1)$. Таким чином у фототранзисторі відбувається підсилення фотоструму, що і пояснює більшу чутливість його у порівнянні з фотодіодом. Інтегральна чутливість фототранзистора $K_{\text{т}}$ у $(h_{21\text{E}} + 1)$ разів більша, ніж у фотодіода.

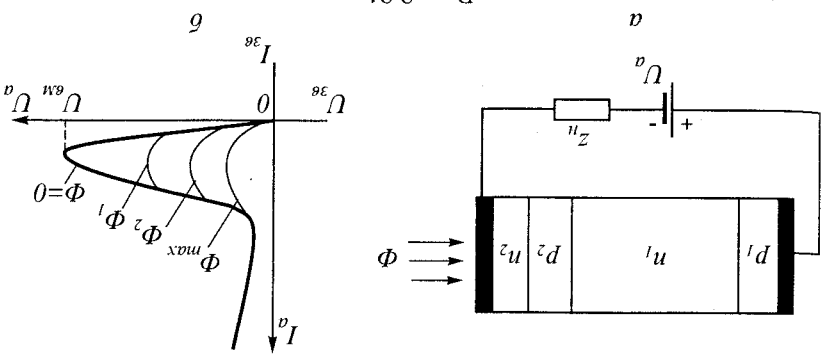
Рис. 2.20



з принципу роботи фототранзистора випливає, що вивід бази є не обов'язковим (див. рис. 2.20, б). ВАХ транзистора, який використовується без виводу бази, аналогічні до характеристик біполярного транзистора, вивішеного за схемою з СБ. Відміна полягає в тому, що керуючим параметром є не струм бази, а світловий потік Φ (рис. 2.20, в).

Фототристор є фотоприймачем з ключовою пороговою характеристис-

Рис. 2.21



тикою і застосовується для перемикання значних струмів та напруг (рис. 2.21, а). ВАХ з відкриваючою дією світлового потоку Φ показані на рис. 2.21, б. Засвічення базової області типистора обумовлює генерування напруги надлишкових носіїв заряду, що веде до перемикання чотиришарової структури із закритого стану у відкритий так само, як це буває при перемиканні керуючим струмом.

Слід відмітити, що широкого самостійного використання приладів з внутрішнім фотоелектом не отримали. Пояснюється це тим, що значення фотоструму залежить не тільки від інтенсивності світлового потоку, але й від його спектрального вмісту. Зміна останнього призводить до неадекватних результатів в роботі пристроїв, які використовують вказані прилади. Цього недоліку не мають фотоелектронні прилади (оптонари).

Оптоелектронний прилад — прилад, що має одночасно джерело світла (ЛС) та приймач світлового випромінювання — фотоприймач (ФП), які конструктивно та оптично зв'язані між собою. Керуючим (вхідним) сигналом для джерела світла є напруга $U_{\text{вх}}$ або вхідний струм $I_{\text{вх}}$, а вихідним — аскравість світіння $B_{\text{вх}}$. Вхідним сигналом для фотоприймача є падаючий світловий потік $B_{\text{вх}}$, а вихідним — напруга $U_{\text{вх}}$ або струм $I_{\text{вх}}$, значення яких залежать від зміни інтенсивності світлового потоку $I_{\text{л}}$. Джерело світла та фотоприймач зв'язані між собою оптичним середовищем. Отже, головна особливість оптрону — гальванічна розв'язка вхідного та вихідного кіл і однонаправленість сигналів, що характерно для оптичних ліній зв'язку.

Розв'язка оптронів з чисто оптичним зв'язком практично ідеальна — опір ізоляції може досягати $10^2 \dots 10^4 \text{ Ом}$, а екстремність зв'язку — 10^2 нФ . При цьому з'являється ряд можливостей, які неможливі для чисто електронних кіл. Наприклад, через високу міцність ізоляції за допомогою низьких напруг можна керувати дуже високими напругами, що вимірюються сотнями кіловольт, зв'язувати кола з різними частотами, підвищувати шумозахищеність схем, оскільки електромагнітні перешкоди не діють на оптичний зв'язок.

Як джерело світла використовують інфрачервоний випромінюючий діод, світловипромінюючий діод, люмінесцентний випромінювач або напівпровідниковий лазер. Найбільше розповсюдження отримав інфрачервоний випромінюючий діод, що пояснюється простотою його структури, керування і високим ККД. У ролі приймача знаходяться застосування фототрезистори, фотодиоди, фототранзистори та фототиристри, опори яких змінюються із зміною освітленості.

Кероване джерело світла та фотоприймач створюють оптронну пару — основу елементарного оптрона (рис. 2.22, а). На рис. 2.22 наведені умовні

графічні зображення оптронів (б — резистивна; в — діодна; г — транзисторна з біполярним транзистором; д — тиристорна).

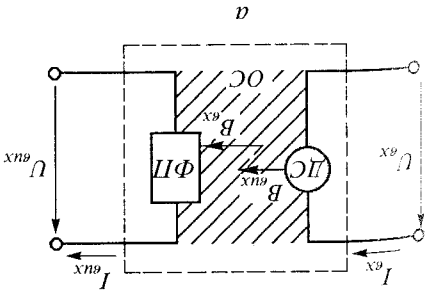


Рис. 2.22

Слід відмітити, що оптрона дозволила створити аналог роздільного трансформатора, що є особливо актуальним в інтегральній мікроелектроніці.

Для підсилення і узгодження вихідного сигналу оптрона з стандартним рівнем напруги, який використовується для передачі та перетворення цифрових сигналів, служать оптоелектронні ІС. У них застосовуються, як правило, діодна оптрона (вона має максимальну швидкодію) і імпульсний підсилювач. На рис. 2.23 наведена принципова електрична схема одного з таких пристроїв — оптоелектронного перемичача-інвертора.

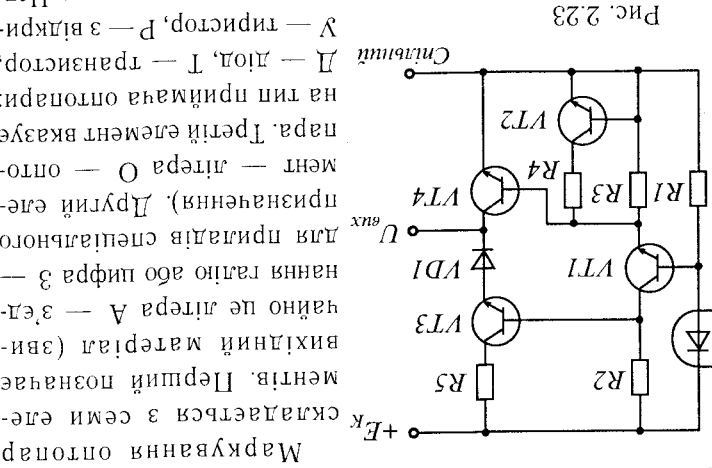


Рис. 2.23

вертей, п'ятий та шостий елементи вказують на номер приладу. Сьомий елемент — літера, яка позначає класифікацію за групами параметрів.

В інших областях ЕВП практично повністю витиснуті напівпровідниковими приладами.

Якщо світлення деяких матеріалів при бомбардуванні їх спрямованим пучком електронів використовується в ЕВП, які називаються електронно-променевими трубками (ЕПТ).

Електронно-променеві трубки, дія яких основана на формуванні та керуванні по інтенсивності та положенню одним або більше електронними пучками, класифікують за призначенням і способом керування електронним пучком. В залежності від призначення ЕПТ розподіляють на приймальні, передавальні, запам'ятовуючі та інші. В якості індикаторних приладів використовують приймальні трубки.

За способом керування електронним пучком ЕПТ розподіляють на три групи з електростатичним та магнітним керуванням. У перших для керування пучком електронів використовують електричне поле, а у других — магнітне.

Електронно-променеві трубки з магнітним керуванням одержали широке розповсюдження як пристрої відображення інформації і, зокрема, як індикаторні пристрої дисплеїв ЕОМ.

Електронно-променеві трубки з електростатичним керуванням забезпечують більш високі частотні властивості, тому їх широко використовують як індикатори електронних осцилографів.

Конструкція ЕПТ з електростатичним керуванням приведена на рис. 2.24, а. Вона являє собою скляну колбу, у вузькій частині якої розташовані електронний прожектор (ЕП), відхильна система (ВС), у торцевій частині колби знаходиться екран (Е), вкритий спеціальною речовиною — люмінофором, який здатний світитися при бомбардуванні електронним пучком. Електронний прожектор складається з підігрівної нитки розжарення (Н), катода (К), модулятора (М) та двох анодів (A_1 та A_2).

Електрони, що покинули катод, утворюють електронну хмару, яка під дією поля анодів рухається у бік екрана, формуючись в електронний пучок. Цей пучок проходить модулятор, виконаний у вигляді циліндра, в ділянці якого зроблений отвір. До модулятора прикладається незначна відносно катода напруга у декілька десятків вольт. Ця напруга створює гальмуюче поле, яке попередньо фокусує електронний пучок та змінює яскравість світлення екрану. На перший анод A_1 подається позитивна відносно катода напруга в декілька сотень вольт, а на другий A_2 — в декілька тисяч вольт. Перший та другий аноди правлять для прискорення та фокусування електронного пучка. Значення напруги для аноду A_2 обирають з умови встановлення фокусу другої електрода.

Тип носіїв заряду визначають конкретні властивості приладу.

Область застосування ЕВП у наш час обмежена в основному генераторами потужних НВЧ коливань та індикаторними приладами.

147

Приклади маркування:

АОД130А — оптопара діод—діод на основі з'єднання галію, номер приладу 130, група параметрів А;

АОТ 110А — оптопара діод—транзистор на основі з'єднання галію, номер приладу 110, група параметрів А;

АОУ 115А — оптопара діод—тиристор на основі з'єднання галію, номер приладу 115, група параметрів А.

2.5. ІНДИКАТОРНІ ПРИЛАДИ

Індикаторними приладами називають прилади, які використовуються для візуального відображення інформації. Важливість таких приладів дуже велика, тому що до 80% інформації сприймається людиною через органи зору. Внаслідок розвитку систем програмного керування, автоматичного збирання та обробки інформації, контролю-вимірювальної апаратури, обчислювальної техніки було створено велику кількість різноманітних приладів, відтворюючих інформацію у вигляді, зручному для зорового сприймання.

Розглянемо індикаторні прилади, які призначаются для перетворення електричних сигналів в графічні образи. В основі дії таких приладів покладені різні фізичні явища та процеси, найбільш розповсюджені серед яких електромінесценція, процеси у газовому розряді, світловипромінюючі процеси в напівпровіднику, оптичні процеси в рідинних кристалах. Електромінесценція та процеси пов'язані з електричним розрядом в газах знайшли використання в індикаторних електронно-вакуумних приладах (ЕВП).

Електронно-вакуумний прилад називається електронний прилад, в якому провідність здійснюється за допомогою електронів або іонів, які рухаються між електродами крізь вакуум або газ. Електронвакуумний прилад конструктивно складається з герметичного балона — корпусу приладу, групи електродів, виконаних із скла, кераміки, металу або їх комбінації і призначених для утворення та розподілу хмари носіїв заряду (наприклад, електронної хмари), і зовнішніх виводів, за допомогою яких прилад з'єднують із зовнішніми електричними колами.

Електроди, які призначені для емісії та поглинання носіїв електричного заряду, називають відповідно катодом та анодом. Характер переносу заряду між катодом та анодом можна змінювати введенням між ними додаткових електродів. Кількість використаних у ЕВП електродів та тип носіїв заряду визначають конкретні властивості приладу.

146

Характер електростатичних полів, діючих між електродами, залежить від співвідношення їх потенціалів. При цьому слід нагадати, що електрони прагнуть рухатися перпендикулярно еквіпотенціальним поверхням, які показані на рис. 2.24, а дужками.

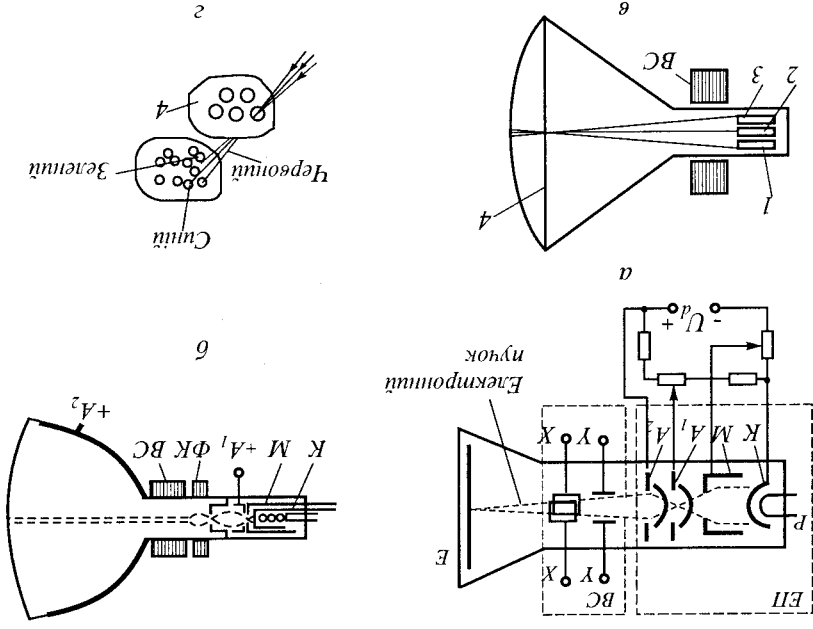


Рис. 2.24

З рис. 2.24, а видно, що між модулятором та першим анодом A_1 є точка першого схрещення. Ця точка проєктується на екран. Фокусування електронного пучка на екрані здійснюється змінною потенціалу першого анода A_1 . При цьому відбувається деяка зміна полів між відповідними електродами та змінюється траєкторія руху пучка.

Відхилена система ЕП складається з двох пар взаємно перпендикулярних пластин, які розташовані симетрично відносно осі координат, що прикладається до пластин, скривлює траєкторію електронного пучка, викликаючи тим самим відхилення світлової плями на екрані. При використанні ЕП в осцилографі основними є два наступні режими роботи. В першому режимі на вертикальній пластині подається напруга, пропорційна сигналу, що досліджується, а на горизонтальній — напруга генератора розортки, яка змінюється з часом по лінійному закону з миттєвими скидами в нуль (пилкоподібна напруга). На екрані при цьому спостерігається осцилограма — графік сигналу, що дослід-

Підвищення анодної напруги знижує чутливість трубки. Електронно-променева трубка з магнітним керуванням (рис. 2.24, б), як і ЕП з електростатичним керуванням, включає в себе ЕП та ВС. Конструкція ЕП обох трубко аналогічна. Попереднє фокусування електронного пучка в трубці з магнітним керуванням також здійснюється двома електростатичними лініями, які утворені відповідно електронними полями між модулятором та першим анодом і між першим та другим анодами. В функції першого анода, який називається іноді прискорюючим електродом, додатково входить екранування модулятора від другого анода, що майже повністю виключає залежність яскравості екрана від напруги другого анода.

$$S_e = h/U_{BC}$$

Чутливість S_e трубки з електростатичним керуванням показує відхилення електронного пучка, яке припадає на 1В відхилень напруги. де k_1 — коефіцієнт пропорційності; $k_1 = Rl/2d$; R — відстань від пластин до екрану; l — довжина пластин; d — відстань між пластинами. Чутливість S_e трубки з електростатичним керуванням показує відхи-

лення напруги U_{A2} на другому аноді, тобто $h_e = k_1 U_{BC} / U_{A2}$, (2.12) від одиниць мікросекунд до десятків секунд. Значення відхилення h_e прямо пропорційно напрузі U_{BC} на пластинках ВС та обернено пропорційно напрузі U_{A2} на другому аноді, тобто

Основне фокусування електронного пучка робиться неоднорідним магнітним полем — фокусуною котушкою (ФК), яка конструктивно розташована на горловині колби ЕПТ. Це поле, яке виникає при протіканні по ФК постійного струму, надає електронам обертовий рух навколо осі пучка, фокусуючи його в площині екрану.

Магнітна ВС містить дві пари послідовно ввімкнених взаємно перпендикулярних обмоток, конструктивно виконаних у вигляді єдиного блоку.

Знаковий газопозрядний індикатор за принципом дії аналогічний тліючого розряду з номінальним струмом 0,3 мА.

розряду в мА. Наприклад, маркування ТН-0,3 означає: неоновая лампа газового наповнення — неон) та цифри, що означають номінальний струм кування неонові лампи включає літери ТН (Т — тліючий розряд, Н — десятиків до сотень вольт при струмі декілька одиниць міліампер. Мар- напруга запалювання $U_{\text{зап}}$ неонові лампи змінюється від декількох $I_{\text{р макс}}$ та найбільший робочий струм розряду $I_{\text{р макс}}$

Основними параметрами неонові лампи є напруга запалювання $U_{\text{зап}}$ та найбільший робочий струм розряду $I_{\text{р макс}}$. Напруга запалювання $U_{\text{зап}}$ неонові лампи змінюється від декількох десятиків до сотень вольт при струмі декілька одиниць міліампер. Мар- кування неонові лампи включає літери ТН (Т — тліючий розряд, Н — розряду в мА. Наприклад, маркування ТН-0,3 означає: неоновая лампа тліючого розряду з номінальним струмом 0,3 мА.

Освітлювальна характеристика неонові лампи є напруга запалювання $U_{\text{зап}}$ та найбільший робочий струм розряду $I_{\text{р макс}}$. Напруга запалювання $U_{\text{зап}}$ неонові лампи змінюється від декількох десятиків до сотень вольт при струмі декілька одиниць міліампер. Мар- кування неонові лампи включає літери ТН (Т — тліючий розряд, Н — розряду в мА. Наприклад, маркування ТН-0,3 означає: неоновая лампа тліючого розряду з номінальним струмом 0,3 мА.

$$R_6 = (U - U_{\text{зап}}) / I,$$

Опір баластного резистора розраховують за формулою

газу, а також від відстані між електродами.

Пов'язана з підтримкою процесу іонізації в іонних приладах можливі лише у випадках прикладання до електродів певної напруги виникнення (запа- лювання) розряду $U_{\text{зап}}$, значення якої залежить від роду та тиску

Основною експлуата- ційною характеристикою неонові лампи є ВАХ (рис. 2.25, б). Вона відобра- жає залежність струму I двополюсника, утвореного послідовним з'єднанням неонові лампи та обме- жувального (баластного) резистора (рис. 2.25, а), від прикладеної напруги U .

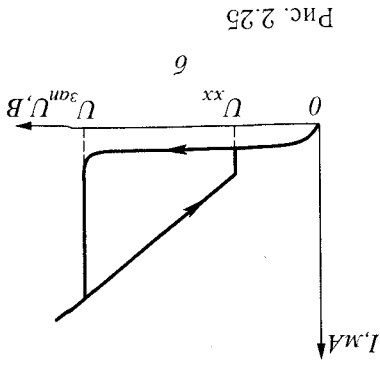


Рис. 2.25

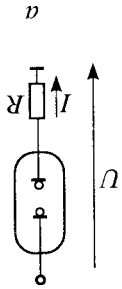
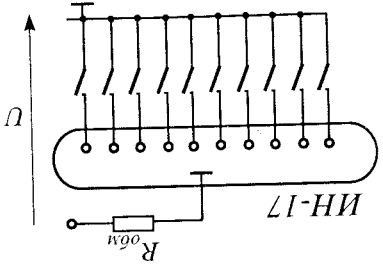


Рис. 2.26



приладу (наприклад, «ИН-4»).

Маркування індикаторних ламп (як і неонових) включає дві літери («ИН» — індикаторна) і одну цифру, що вказує номер модифікації

Особливістю розглянутих індика- торних приладів є необхідність використання високовольтного дже- рела живлення, напруга якого лежить у межах від сотень вольт (для газо- розрядних приладів) до десятків кіло- вольт (для електронно-променевих трубок). Застосування таких приладів у сучасній низьковольтній апаратурі, яка виконана на інтегральних схемах,

невиправдано ускладнює її.

За останні роки розроблено низьковольтні індикаторні прилади, робоча напруга яких складає від одиниць до десятків вольт. Це вакуумні розжарювані та люмінесцентні напівпровідникові та підніннокриста- лічні індикатори. Конструкція таких індикаторів дозволяє синтезувати з малої кількості елементів — світловипромінюючих сегментів — велику кількість цифр та літер, що в порівнянні з газопозрядними індикаторами робить їх більш універсальними.

Низьковольтні індикатори за принципом дії класифікують на активні (засновані на перетворенні енергії електричного струму в світловий потік) та пасивні (засновані на модуляції зовнішнього світлового потоку під дією електричного поля). До першого класу відносяться вакуумні розжарювані, напівпровідникові та вакуумні люмінесцентні індикатори, до другого — підніннокристалічні індикатори.

Вакуумний розжарюваний індикатор являє собою електровакuumний прилад, у середині якого розташовані елементи випромінювання у вигляді ниток розжарювання.

Індикатор виконується у вигляді циліндричного або прямокутного скляного балону, в якому розташована діелектрична основа, як правило, чорного кольору. На основі встановлені опори, між якими підвішені від семи до десяти самостійно керованих прямих ниток розжарювання. Ці нитки виготовляють із вольфрамового сплаву товщиною біля 60 мкм. Один з кінців усіх ниток розжарювання роблять спільним, а інші виво- дять з балону для зовнішньої комутації.

Застосування потіщеного температ урного режиму (температура

нагріву спіралі не перевищує 1250 °С, що приблизно вдвічі нижче температури розжарювання ниток звичайних ламп), виключає провисання ниток і дозволяє забезпечити достатньо високу надійність роботи індикатора. З усіх низьковольтних приладів вакуумні розжарювані індикатори мають найбільшу яскравість світіння, що дозволяє експлуатувати їх у будь-яких умовах зовнішнього освітлення, аж до прямого сонячного світла. Внутрішнє розташування ниток дає можливість відображати арабські цифри від 0 до 9, а також багато які літери українського та латинського алфавітів.

Для прикладу на рис. 2.27 показаний зовнішній вигляд вакуумного розжарюваного індикатора типу «ІВ-13». Він виконаний у вигляді скляної колби з торцевим розташуванням виводів та боковим розташуванням сегментів. Слід відмітити, що для забезпечення однакової яскравості та світіння усі нитки індикатора виконані однакової довжини. Тому роздільний десятковий знак зображується не у вигляді точки або коми, а у вигляді знака множення, як показано на рис. 2.27.

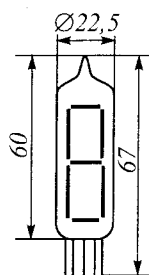


Рис. 2.27

Маркування вакуумних розжарюваних індикаторів подібне до маркування газорозрядних індикаторів і складається з літер «ІВ» (індикатор вакуумний) та цифр (номер модифікації приладу).

Напівпровідниковий індикатор виконують на основі світловипромінюючих діодів. Використовуючи різний вихідний матеріал, можна одержати світловипромінюючі діоди з різним кольором світіння — від червоного до зеленого. Світлодіодні індикатори виготовляють як безкорпусними, так і в металевому, металокерамічному або пластмасовому корпусах. При цьому в усіх конструкціях приймають спеціальні міри для візуального збільшення розмірів індикаторів: використовують фокусуючі та дифузійні лінзи, прозорі пластмасові корпуси; створюють багатократні відбиття від внутрішніх поверхонь випромінюючого діода та інші. Діаметр світлової плями індикатора складає 1,5...4 мм.

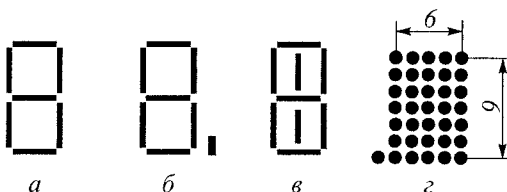


Рис. 2.28

Світловипромінюючі діоди застосовують автономно у вигляді семи—десяти-сегментних знакосинтезуючих індикаторів (рис. 2.28, а, б, в) або набирають у матричні та мозаїчні однокольорові або багатокольорові (рис. 2.28, г)

панелі. В залежності від розміру символу у кожному сегменті може використовуватися або один, або декілька послідовно ввімкнених світловипромінюючих діодів. Висота символу в індикаторі коливається від 2,5 до 18...25 мм.

Для складання багаторозрядних індикаторів одnorозрядні індикатори об'єднують в групи, які містять від 2 до 12 приладів (рис. 2.29 — індикатори типу АЛС 318). Такі індикатори широко застосовуються в мікрокалькуляторах.

Найбільш універсальними є матричні напівпровідникові індикатори, які дозволяють відображати арабські цифри від 0 до 9, римські цифри, літери українського та латинського алфавітів, різні знаки та символи. Такі індикатори являють собою матриці (панелі), які містять, наприклад 7х5 або 8х5 світловипромінюючих діодів, з'єднаних таким чином, що для висвітлення конкретної світлової точки необхідно подати напругу на виводи відповідного рядка та стовпця.

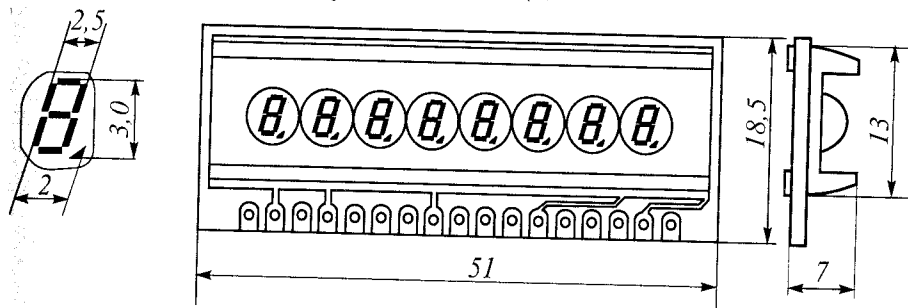


Рис. 2.29

Електричні параметри напівпровідникових індикаторів визначаються як їх конструкцією, так і типом вихідного напівпровідникового матеріалу. Робоча напруга одного світловипромінюючого діода лежить у межах 1,5...2,5 В, а струм — 3...20 мА.

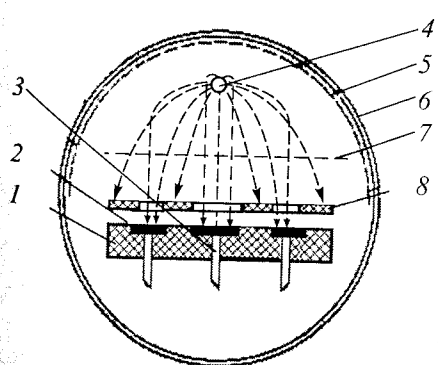


Рис. 2.30

Вакуумний люмінесцентний індикатор аналогічно до ЕПТ використовує ефект світіння люмінофору при бомбардуванні його потоком електронів. Індикатор (рис. 2.30) виконаний у вигляді керамічної основи 1, на якій є заглиблення, які повторюють форму сегментів відображуваних символів 2. Донна частина заглиблень вкрита світлопровідним шаром, який служить анодом,

покритим зверху шаром низьковольтного люмінофору. Паралельно анодам на спеціальних підставках розташовані нитки вольфрамових катодів прямого розжарювання 4. Між анодами та катодами розташовані керуюча сітка 7 та екрануюча маска 8. Звичайно сітка та анод знаходяться під однаковим відносно катоду потенціалом. За допомогою сітки потік електронів з катоду рівномірно розподіляється по всій поверхні анода, що викликає його рівномірне свічення. Катод, на який подається постійна напруга 0,85...5 В є джерелом потоку електронів. Цей потік притягується потенціалом сітки та анода. Через те що сітка виконана достатньо рідкою, прискорений потік електронів по інерції пролітає через неї і викликає світіння анодів, на які в даний момент подана позитивна напруга. В залежності від типу люмінофору індикатор має або зелений, або червоний колір світіння. Напруга живлення анодів індикатора знаходиться у діапазоні 20...30 В.

«ИЛТ4-30М»

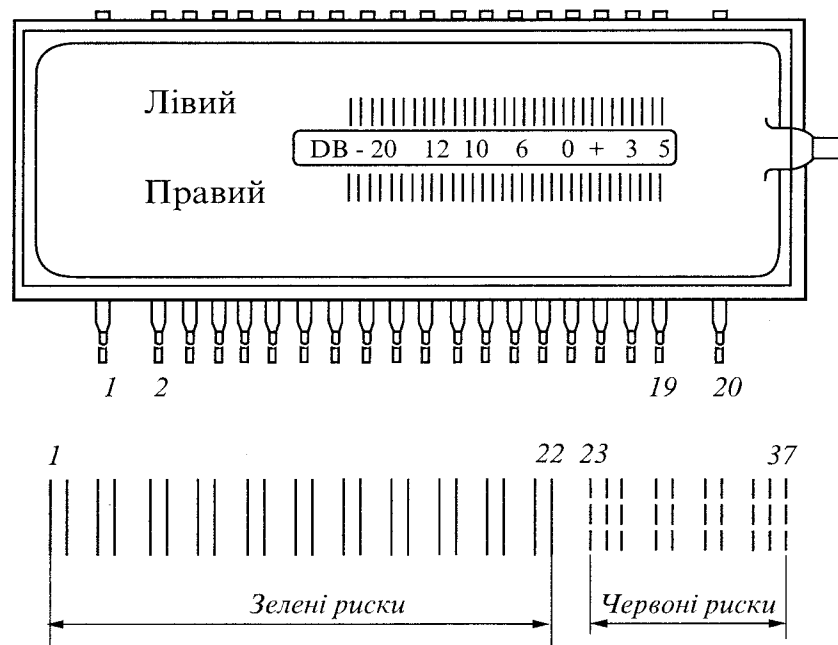


Рис. 2.31

Вакуумні люмінесцентні індикатори зараз використовуються у одно-розрядних та багаторозрядних літерно-цифрових, матричних, мнемонічних (призначених для відображення спеціальних умовних знаків — круг, стрілка, або слів — стоп, мережа та ін.) та шкальних індикаторах.

На рис. 2.31 показаний вакуумний люмінесцентний індикатор типу «ИЛТ4-30М» (табло), призначений для індикації рівня сигналу у стереофонічній апаратурі. Індикатор містить як літерні, так і графічні символи двох кольорів — зеленого та червоного.

Вакуумні люмінесцентні індикатори знайшли широке розповсюдження дякуючи високій яскравості та можливості одержання багатокольорового свічення в одному балоні, повної електричної сумісності з інтегральними схемами, малою споживаною потужністю та можливістю створення гібридних вакуумно-напівпровідникових дисплеїв.

Маркування індикаторів містить літери «ИВ», «ИВЛ», «ИЛМ» та «ИЛТ» (індикатор вакуумний; індикатор вакуумний люмінесцентний; індикатор люмінесцентний матричний і табло) та цифри, які означають порядковий номер розробки. Наприклад, «ИВ-3» означає — одnorозрядний цифровий індикатор; «ИВ-27» означає — 14-розрядний цифровий індикатор.

Рідиннокристалічний індикатор (РКІ) за своєю природою пасивний, тобто потребує зовнішнього освітлення і працює за рахунок зміни оптичної густоти рідинного кристалу. За способом використання зовнішнього освітлення РКІ підрозділяють на індикатори, які працюють на просвічування та на відбиття.

РКІ складаються з двох паралельно розташованих скляних пластинок, на внутрішніх поверхнях яких нанесені плівкові електроди (рис. 2.32: 1, 3 — скляні пластини; 2 — клейове з'єднання; 4 — передній прозорий електрод; 5 — рідиннокристалічна речовина; 6 — задній прозорий електрод; 7 — задній відбиваючий електрод). Міжелектродний простір заповнений рідиннокристалічною речовиною. Один з електродів

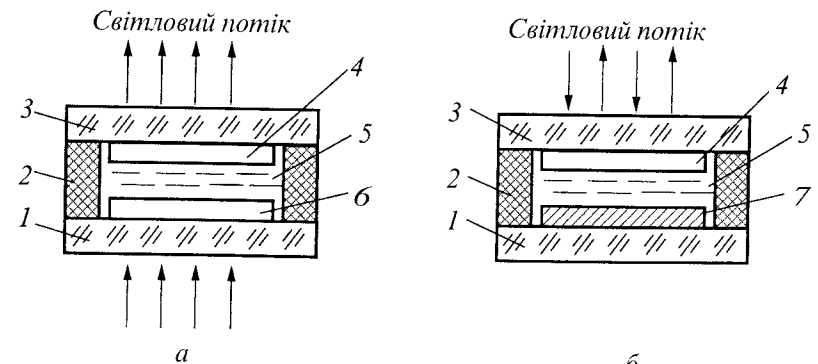


Рис. 2.32

виконується у вигляді відбиваючого знаку, а другий є спільним. У РКІ, який працює на просвічування, обидва електроди прозорі (рис. 2.32, а), а у РКІ, який працює на відбиття, внутрішній спільний електрод має

дзеркальну поверхню (рис. 2.32, б). В залежності від властивостей виступаючих рідинних кристалів можливо одержання одноколірових темних зображень на світлому фоні, світлих зображень на темному фоні або кольорових зображень.

Зараз у промисловості випускаються однорозрядні та багаторозрядні цифрові, а також шкальні рідиннокристалічні індикатори.

Індикатори живляться змінним струмом, який не містить постійної складової, напругою 3...24 В. Струм споживання складає десятки мікроампер.

Основними перевагами рідиннокристалічних індикаторів є надмале споживання енергії, яскравість та контрастність зображення при сильному зовнішньому освітленні, узгодженість за рівнем напруги з КМОН-ІС, простота конструкції та довговічність. До недоліків відносяться малий інтервал робочих температур та велика інерційність.

Маркування знакосинтезуючих індикаторів, що прийняте зараз, являє собою восьмизначну літерно-цифрову систему умовних позначень. Вона складається з наступних елементів. Перший елемент — літера И, яка означає належність до знакосинтезуючих індикаторів. Другий елемент — літера, яка означає тип індикатора: Н — вакуумний розжарюваний; Л — вакуумний люмінесцентний; М — рідиннокристалічний; П — напівпровідниковий. Третій елемент — літера, яка означає вид відображуваної інформації: Д — одинична; Ц — цифрова; В — літерно-цифрова; Т — шкальна; М — мнемонічна; Г — графічна. Четвертий елемент — цифра, яка означає номер розробки: з 1 до 69 — індикатори без вбудованого керування, з 70 до 99 — індикатори з вбудованим керуванням. П'ятий елемент — літера, яка означає класифікацію за групою параметрів (використовуються літери російського алфавіту від А до Я окрім літер З, О, Ї, Ъ, Ь, Ч, Ш, Щ). Шостий елемент — цифра, яка означає кількісну характеристику інформаційного поля індикатора: для одно- та багаторозрядних цифрових індикаторів — дріб, в чисельнику якої кількість розрядів, в знаменнику — кількість сегментів; для одно- та багаторозрядних матричних індикаторів — дріб, в чисельнику якої кількість розрядів, в знаменнику — добуток кількості елементів у строчці та у стовпці; для матричних індикаторів без виділення знакомісця — добуток кількості елементів у строчці та у стовпці; для мнемонічних та шкальних індикаторів — кількість елементів в індикаторі. Сьомий елемент — літера, яка означає колір світіння: для моноколірових К — червоний, Л — зелений, С — синій, Ж — жовтий, Р — оранжевий, Г — голубий; для багатоколірних — літера М. Восьмий елемент — цифра від 1 до 8, яка визначає модифікацію конструктивного виконання безкорпусних приладів.

Спеціальне маркування мають індикаторні прилади, які призначені для використання в апаратурі масового споживання. Перед зазначеним восьмизначним позначенням у цьому маркуванні стоїть літера К.

Приклади маркування індикаторів: «КИПГ-02А 8х8,Л» — індикатор масового застосування (К), знакосинтезуючий (И), напівпровідниковий (П), з відображенням графічної інформації (Г), номер розробки 2 (02); група параметрів А, матричний розміром 8х8 елементів, з зеленим світінням (Л); «ИЖЦ5-6/7» — знакосинтезуючий індикатор (И), рідиннокристалічний (Ж), цифровий (Ц), номер розробки 5, багаторозрядний з кількістю розрядів 6 на 7 сегментів у кожному розряді (6/7).

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Чим пояснюється широке застосування на практиці напівпровідникових датчиків температури?
2. Які гальваноманітні явища вам відомі?
3. Поясніть за допомогою магнітодіодного ефекту зміну опору бази.
4. Поясніть принцип дії магнітодіода та його основні характеристики.
5. Поясніть принцип дії двоколекторного магнітотранзистора.
6. Яка конструкція магнітотристора та як залежать його характеристики від магнітного поля?
7. Поясніть принцип дії ПЗЗ.
8. Назвіть основні області застосування ПЗЗ.
9. У чому основна різниця ЕПТ з електростатичним та магнітним керуванням?
10. Поясніть принцип дії ЕПТ з електростатичним керуванням.
11. Розкажіть про можливі принципи фокусування електронів.
12. Розкажіть про принципи побудови відхильних систем ЕПТ.
13. Які принципи використовуються в ЕПТ кольорового зображення?
14. На яких фізичних властивостях та явищах заснований принцип дії різних індикаторних приладів?
15. Що таке активні та пасивні індикатори?
16. Який принцип дії рідиннокристалічного індикатора?
17. Які ви знаєте конструкції напівпровідникових індикаторів?
18. З якої причини напівпровідникові фотоелектричні прилади не знаходять широкого самостійного застосування?
19. Що таке оптрон?

ПАСИВНІ КОМПОНЕНТИ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИБОРІВ

3.1 РЕЗИСТОРИ

Резистор (опір) — це елемент електронної схеми, за допомогою якого здійснюється регулювання та перерозподіл електричної енергії між колами та елементами схем. Резистор характеризується величиною опору R . В резисторі електрична енергія перетворюється в теплову та розсіюється у навколишнє середовище.

Резистори підрозділяються на постійні ($R = \text{const}$) та змінні ($R = R_{\min} \dots R_{\max}$).

У постійних резисторів опір є фіксованим і в процесі експлуатації не регулюється.

Постійні резистори підрозділяються на: 1) загального застосування (діапазони номіналів $1 \text{ Ом} \dots 10 \text{ МОм}$, номінальні потужності розсіювання $0,062 \dots 100 \text{ Вт}$, допустимі відхилення опору від номінального значення $\pm 1; \pm 2; \pm 5; \pm 10; \pm 20 \%$); 2) спеціального призначення, які в свою чергу підрозділяються на: а) високоомні резистори ($R > 10 \text{ МОм}$, робоча напруга $100 \dots 400 \text{ В}$); високовольтні (опори до 10^{11} Ом , робочі напруги одиниці — десятки кВ); в) високочастотні (мають малі власні ємності та індуктивності); г) прецизійні (підвищена точність — допуск $0,001 \dots 1 \%$, стабільність, номінали $0,1 \text{ Ом} \dots 10 \text{ МОм}$, потужності розсіювання до 2 Вт).

Змінні резистори підрозділяються на підстроювальні та регулювальні.

Регулювальні резистори призначені для проведення багатократних регулювань. Для них характерна велика зносостійкість (більше 5000 циклів). В залежності від характеру зміни їх опору при переміщенні рухомої частини вони розподіляються на резистори з лінійною A та нелінійною функціональними характеристиками: логарифмічною B , обернено логарифмічною B , характеристиками типу I , E (рис. 3.1, а, б).

Підстроювальні резистори розраховані на проведення підстроювання електричних режимів і мають невелику зносостійкість (до 1000 циклів переміщення рухомої частини).

Розрізняються резистори по роду матеріалу, з якого виготовлені струмопровідні частини: дровоті та недрототі; останні підрозділяються на плівкові (струмопровідний елемент резистора виконаний у вигляді плівки, нанесеної на поверхню ізоляційної основи) та об'ємні. Найбільше

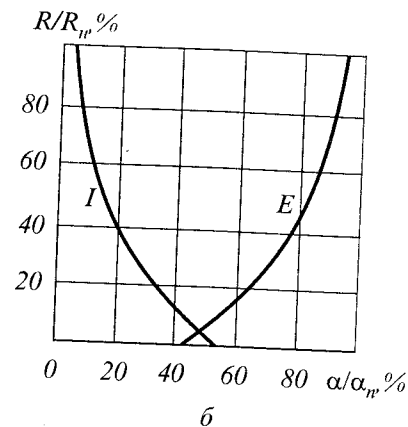
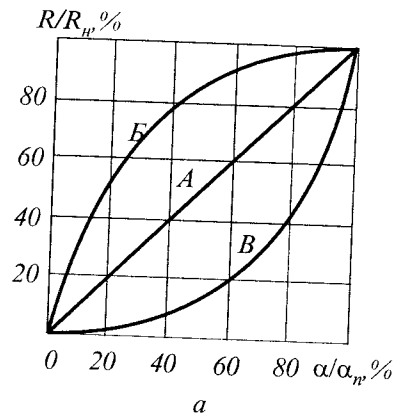


Рис. 3.1

розповсюдження у сучасній електроніці знайшли плівкові резистори, які мають лінійну характеристику, високу стабільність та малі габарити.

По конструктивному виконанню резистори виготовляють у всекліматичному (В) та тропічному (Т) варіантах. Вони можуть бути неізолюваними (дотик струмопровідних частин не допускається), ізолюваними (дотик струмопровідних частин допускається), герметизованими, в тому числі і вакуумними (герметично ізолюваними від навколишнього середовища).

Резистори є джерелами шумів. Шумова ЕРС $E_{\text{ш}}$ складається з ряду складових, які мають різну фізичну природу.

Тепловий струм обумовлений тепловим рухом носіїв заряду (електронів) в резистивному шарі. Спектр теплового шуму рівномірний та дуже широкий. Діюче значення шуму у смузі частот $f_1 \dots f_2$ дорівнює

$$U_T(B) = \sqrt{4kTR\Delta f},$$

де k — стала Больцмана, $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/град}$; T — абсолютна температура; $\Delta f = f_2 - f_1$ — смуга частот, Гц .

При температурі $T = 293 \text{ К}$ формула приймає вигляд

$$U_T = 0,127 \sqrt{R\Delta f},$$

де R — в Ом , Δf — в кГц , U_T — мкВ .

ЕРС теплових шумів має випадковий характер. Тепловий шум не залежить від матеріалу резистора та від струму, який протікає по ньому. Він є у всіх елементах, які володіють активним опором.

Струмний шум виникає при прикладенні до резистора електричної напруги. Діюче значення напруги цих шумів приблизно дорівнює

$$U_i = k_i IR = k_i U,$$

де U — напруга на резисторі, B ; k_i — коефіцієнт шуму, який залежить від матеріалу та конструкції резистора, $мкВ/В$: звичайно $k_i = 0,2...20 мкВ/В$.

Рівень струмового шуму оцінюють відношенням діючого значення змінної складової напруги на резисторі, виміряного у смузі частот $\Delta f = f_2 - f_1$, до постійної напруги на ньому U : $D = U_i / U мкВ/В$.

Основна причина появи цього шуму — часові зміни об'ємної концентрації електронів та зміна контактних опорів між зернами провідника, який має зернисту структуру.

Шуми обертання є тільки у змінних резисторів. Вони більше теплових та струмових шумів і визначаються шумами опорів контактів, термоЕРС, викликані рухом повзунка, неоднорідністю структури в контакті.

При розрахунку сумарного шуму електричного поля, яке містить кілька резисторів, джерела шумів звичайно вважають некорельованими і при цьому користуються рівнянням

$$U_{ш\Sigma} = \sqrt{U_{T_1}^2 + \dots + U_{T_n}^2 + U_{i_1}^2 + \dots + U_{i_n}^2},$$

де $U_{T_1}...U_{T_n}$ — напруги теплових шумів резисторів ($i = 1, \dots, n$); U_{i_1}, U_{i_n} — напруги струмових шумів резисторів.

Значення шумів у недротових резисторів знаходяться в межах $1 мкВ/В...5 мкВ/В$. У змінних резисторів цей показник значно вищий і досягає значення $50 мкВ/В$. Наведені цифри звичайно приводяться для смуги частот від $f_1 = 60 Гц$ до $f_2 = 6 кГц$, тобто для двох декад. У дрових резисторів значення шумів при тих же f_1 та f_2 порядку $0,1 мкВ/В$.

При розрахунках використовують одну із еквівалентних схем резистора (рис. 3.2). В еквівалентну схему крім опору R входять конденсатор C та індуктивність L . Це обумовлено тим, що кожний реальний резистор, навіть виконаний у вигляді прямолінійного бруска, має певну індуктивність. Її смість з'являється між ділянками резистора, а також між резистором та розташованими поблизу елементами.

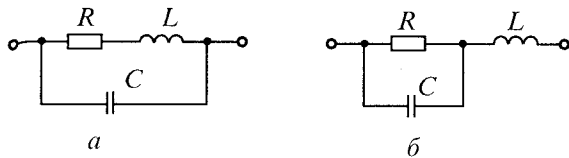


Рис. 3.2

На практиці, як правило, значення L та C невідомі. Тому у деяких резисторів в технічних умовах наводять значення узагальненої сталої часу

$$\tau_{\max} \approx |\tau_L^2 - \tau_C^2 + 2\tau_L\tau_C - \omega^2\tau_L^2\tau_C^2|,$$

($\tau_L = L/R$, $\tau_C = RC$), яка пов'язана з відносною частотною похибкою опору рівнянням $\gamma \approx 50\omega^2\tau_{\max}^2$, де $\gamma = \frac{Z-R}{R} \cdot 100\%$ — відносна частотна похибка резистора, Z — повний опір резистора на частоті f .

При тривалій експлуатації відбувається старіння резисторів і їх опір змінюється.

Значення опору деяких типів резисторів може змінюватись у залежності від прикладеної напруги. Причиною цього явища є залежність концентрації носіїв струму та їх рухомості від напруженості електричного поля. Враховують це явище за допомогою коефіцієнта напруги

$$K_U = \frac{R_1 - R_2}{R_1} \cdot 100\%,$$

де R_1 та R_2 — опори, виміряні при напругах, які відповідають 10% та 100% номінальної потужності розсіювання резистора.

Значення K_U може досягати одиниць — десятків відсотків.

Під номінальною потужністю розуміється найбільша потужність, яку резистор може розсіювати в заданих умовах упродовж гарантованого строку служби (напрацювання на відмову) при збереженні параметрів у встановлених межах.

Потужність P , яку розсіює резистор в конкретній електричній схемі, визначають через протікаючий по ньому струм I та напругу U , або через номінальний опір: $P = IU = I^2 R = U^2 / R$.

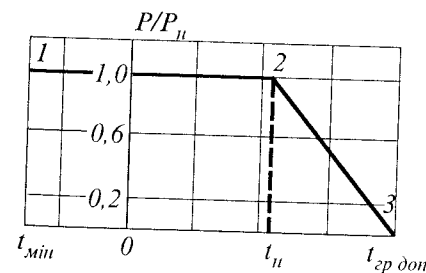


Рис. 3.3

При експлуатації значення номінальної потужності обмежується температурою навколишнього середовища і електричним навантаженням, яке створює додатковий перегрів. З підвищенням температури навколишнього середовища тепловіддача погіршується і відбувається нагрів резистора понад допустимого теплового режиму, в результаті чого з'являється необхідність зниження електричного навантаження. В доку-

ментах на поставку звичайно приводиться залежність потужності від температури (рис. 3.3), по якій обирається електричне навантаження для конкретних умов використання резистора. На цій залежності регламентовані три точки: нижня негативна температура $t_{\min}$, верхня позитивна температура t_n , при якій забезпечується працездатність при номінальному електричному навантаженні, та гранична позитивна температура $t_{\text{грдоп}}$, при якій резистор працює з меншим електричним навантаженням. У зв'язку з цим у довідкових даних вказані діапазони температур для цих трьох точок.

Конкретні значення номінальних потужностей розсіювання в ватах вибираються з ряду: 0,01; 0,025; 0,05; 0,062; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3; 4; 5; 8; 10; 16; 25; 40; 63; 80; 100; 160; 250; 300.

Робоча напруга, при якій резистор може працювати, не повинна перевищувати значення, розрахованого виходячи з номінальної потужності та номінального опору за формулою $U \leq \sqrt{P_n / R_n}$. Проте при виборі резисторів з великим номінальним опором (сотні кілоом, одиниці мегаом) ця напруга може досягати великих значень і в деяких випадках призводити до пробою. Тому для кожного типу резистора з урахуванням його конструкції встановлюється гранична робоча напруга $U_{\text{гр}}$. Вона обмежується в основному тепловими процесами в струмопровідному елементі і електричною міцністю резистора.

Граничні робочі напруги постійних резисторів обираються з ряду: 25; 50; 100; 150; 200; 250; 500; 750; 1 000; 1 500; 2 500; 3 000; 4 000; 5 000; 10 000; 20 000; 25 000; 35 000; 40 000; 60 000 В. Для змінних резисторів цей ряд трохи обмежений: 5; 10; 25; 50; 100; 150; 200; 250; 350; 500; 750; 1 000; 1 500; 3 000; 8 000 В.

Номінальний опір — електричний опір, значення якого позначено на резисторі або зазначено у нормативній документації і яке є вихідним для відрахування відхилень від цього значення. Діапазон номінальних опорів, встановлений для резисторів: постійних — від частки ома до одиниць тераОм; змінних дровових — від 0,47 Ом до 1 МОм; змінних недротових — від 1 Ом до 10 МОм.

Номінальні опори резисторів стандартизовані: для постійних резисторів встановлено шість рядів: E6; E12; E24; E48; E96; E192, а для змінних резисторів встановлений ряд E6. Цифра після літери E вказує число номінальних значень у кожному десятичному інтервалі (табл. 3.1).

Наприклад, ряд E6: номінальні опори у кожній декаді повинні відповідати числам 1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8 або числам, які одержані множенням або діленням цих чисел на 10^n , де n — ціле позитивне або негативне

число. Принцип побудови рядів E48, E98, та E192 аналогічний приведеному, зростає тільки число проміжних значень.

Таблиця 3.1

E6	E12	E24	E6	E12	E24	E6	E12	E24
1,0	1,0	1,0	2,2	2,2	2,2	4,7	4,7	4,7
		1,1			2,4			5,1
	1,2	1,2		2,7	2,7		5,6	5,6
		1,3			3,0			6,2
1,5	1,5	1,5	3,3	3,3	3,3	6,8	6,8	6,8
		1,6			3,6			7,5
	1,8	1,8		3,9	3,9		8,2	8,2
		2,0			4,3			9,1

Для прецизійних і надпрецизійних резисторів з допусками $\pm 0,01$; $\pm 0,005$; $\pm 0,002$; $\pm 0,001$ % номінальні опори встановлюються з ряду, одержаного множенням чисел 1, 2, 3, 4, 5, 8, 9 на 10^n , де n — ціле позитивне число від 1 до 6.

Ряд допустимих відхилень від номінальних опорів також стандартизований. Допуски даються у відсотках або кодових позначеннях: $\pm 0,001(E)$; $\pm 0,002(L)$; $\pm 0,005(R)$; $\pm 0,01(P)$; $\pm 0,02(U)$; $\pm 0,05(X)$; $\pm 0,1(B)$; $\pm 0,25(C)$; $\pm 0,5(D)$; $\pm 1(F)$; $\pm 2(G)$; $\pm 5(I)$; $\pm 10(K)$; $\pm 20(M)$; ± 30 % (N).

Температурним коефіцієнтом опору (ТКО) називається величина, яка характеризує відносну зміну опору на один градус Кельвіна або Цельсія. Чим менший ТКО, тим кращою температурною стабільністю володіє резистор.

На практиці використовують середнє значення ТКО, який визначається в інтервалі робочих температур або вимірюванням трьох значень опорів (при температурі 20°C , крайній позитивній та крайній негативній температурах), і обчисленням ТКО за формулою $\text{ТКО} = \Delta R / (R_1 \Delta t)$, де ΔR — алгебраїчна різниця між опором при заданих позитивній та негативній температурах і опором при нормальній температурі; R_1 — опір при нормальній температурі; Δt — алгебраїчна різниця між заданою позитивною або заданою негативною температурою і нормальною температурою. Значення ТКО прецизійних резисторів лежать у межах від одиниць до $100 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$, а резисторів загального призначення — від десятків до $+2000 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$.

Система умовних позначень передбачає як повні, так і скорочені умовні позначення. Повне умовне позначення звичайно використовується у технічній документації. Скорочене умовне позначення повинно скла-

датися з наступних елементів: перший елемент — літера або сполучення літер, що означають підклас резисторів (Р — резистори постійні; РП — резистори змінні; НР — набір резисторів); другий елемент — цифра, що означає групу резисторів по матеріалу резистивного елемента (1 — недротові, 2 — дотові або металофольгові); третій елемент — порядковий номер конкретного типу резистора.

Між другим та третім елементом ставиться дефіс. Наприклад, постійні недротові резистори з номером 4 або змінні недротові резистори з номером 46 слід писати Р1-4 та РП1-46 відповідно.

Повне умовне позначення складається із скороченого позначення, варіанта конструктивного виконання (при необхідності), значень основних параметрів та характеристик резисторів, кліматичного виконання та позначення документа на поставку.

Наприклад, постійний недротовий резистор з реєстраційним номером 4, номінальною потужністю розсіювання 0,5 Вт, номінальним опором 10 кОм, з допуском $\pm 10\%$, групою по рівню шумів А, групи ТКО — Б, всекліматичного виконання В позначається: Р1-4-0,5-10 кОм $\pm 1\%$ А — Б - В ОЖО. 467.157 ТУ.

За існуючою раніше системою першим елементом позначення були літери:

С — резистори постійні, СП — резистори змінні, СТ — терморезистори, ФР — фоторезистори, СН — нелінійні резистори. Другим елементом були цифри, які характеризували матеріал резистора (1 — недротові тонкошарові і вуглецеві та боровуглецеві; 2 — недротові тонкошарові металодіелектричні і металооксидні; 3 — недротові композиційні плівкові; 4 — недротові композиційні об'ємні; 5 — дотові; 6 — недротові тонкошарові металізовані). Третім елементом — порядковий номер розробки.

Наприклад, С2-33 — резистори постійні недротові тонкошарові металодіелектричні, порядковий номер 33; СП3-30 — резистори змінні недротові композиційні плівкові, порядковий номер 30.

Маркування резисторів містить повне або кодоване позначення номінальних опорів та їх допустимих відхилень.

Повне позначення номінальних опорів складається із значення номінального опору (цифра) та позначення одиниці вимірювання (Ом — оми, кОм — кілооми, МОм — мегаоми, ГОм — гігаоми, ТОм — тераоми). Наприклад, 200 Ом; 150 кОм; 2,2 МОм; 6,8 ГОм; 1 ТОм.

Кодоване позначення складається з трьох або чотирьох знаків, які включають дві або три цифри і літеру. Літера означає множник, на який помножується цифрове позначення. Літери R, K, M, G, T відповідають множникам 1, 10^3 , 10^6 , 10^9 , 10^{12} . Наприклад, 0,1 Ом — R1; 10 Ом —

10R; 100 Ом — 100 R або K10; 100 кОм — 100 K або M10; 1 МОм — 1M0; 33,2 МОм — 33M2; 100 МОм — 100M або G10; 590 МОм — 590M або G59; 1 ГОм — 1G0; 100 ГОм — 100G або T10; 1 ТОм — 1T0.

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

Для маркування кольоровим кодом номінальний опір резисторів в омах передається двома або трьома цифрами (у випадку трьох цифр остання цифра не дорівнює нулю) та множником 10^n , де n — будь-яке число від -2 до +9.

Маркувальні знаки зсувають до одного з торців резистора та розташовують зліва направо у такій послідовності:

перша смуга — перша цифра,	} номінальний опір
друга смуга — друга цифра,	
третя смуга — множник,	
четверта смуга — допуск.	

Кольори знаків маркування номінального пору та допусків повинні відповідати вказаним в табл. 3.2.

Таблиця 3.2

Колір знаку	Номінальний опір, Ом				Допуск, %
	Перша цифра	Друга цифра	Третя цифра	Множник	
Сріблястий	—	—	—	10^{-2}	± 10
Золотистий	—	—	—	10^{-1}	± 5
Чорний	—	0	—	1	—
Коричневий	1	1	1	10	± 1
Червоний	2	2	2	10^2	± 2
Оранжевий	3	3	3	10^3	—
Жовтий	4	4	4	10^4	—
Зелений	5	5	5	10^5	$\pm 0,5$
Голубий	6	6	6	10^6	$\pm 0,25$
Фіолетовий	7	7	7	10^7	$\pm 0,1$
Сірий	8	8	8	10^8	$\pm 0,5$
Білий	9	9	9	10^9	—

Приклад кольорового маркування для резистора з номінальним опором 47 кОм та допуском $\pm 5\%$ приведений на рис. 3.4.

Для резисторів з номінальним опором, позначеним трьома цифрами та множником, кольорове маркування складається з п'яти знаків (смуг). Перші три смуги — три цифри, четверта та п'ята — множник та допуск. Якщо розміри не дозволяють розташувати маркування ближче до одного з торців резистора, площа першого знаку (ширина першої смуги) робиться приблизно у два рази більшою ніж інших знаків.

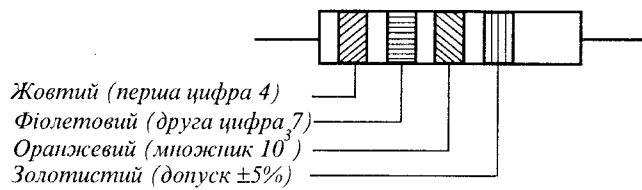


Рис. 3.4

На практиці крім лінійних резисторів інколи використовуються термозалежні (терморезистори, див. розділ 7) та нелінійні резистори (варистори).

Резистори, опір яких залежить від напруженості електричного поля, називають варисторами. Як правило, їх виготовляють з карбіду кремнію. ВАХ варистора представлені на рис. 3.5. Характеристика 2 має дільницю з негативним диференціальним опором. Варистори з такими ВАХ називають негисторами. Їх ВАХ апроксимується за допомогою рівняння

$$I = \frac{U}{R_0} e^{a\sqrt{U}},$$

де a — стала нелінійності; R_0 — початковий статичний опір, виміряний при малій напруженості поля, значення якого залежить від температури.

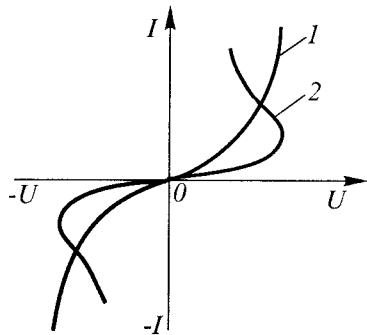


Рис. 3.5

В технічних умовах на варистори звичайно приводяться номінальна напруга $U_{\text{ном}}$ (напруга, при перевищенні якої на 20% не спостерігається помітне розігрівання); струм $I_{\text{ном}}$, який протікає при $U_{\text{ном}}$; коефіцієнт нелінійності $\beta = R/r_{\text{диф}}$, де $R = U_{\text{ном}}/I_{\text{ном}}$ — статичний опір; $r_{\text{диф}} = \partial U_{\text{ном}}/\partial I_{\text{ном}}$ — диференціальний опір.

Графічні умовні позначення показані на рис. 3.6 (a — постійний; b — підстроювальний; $в$ — змінний; $г$ — терморезистор; $д$ — варистор).

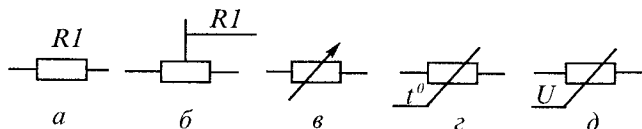


Рис. 3.6

3.2 КОНДЕНСАТОРИ

Конденсатори є одними з найбільш поширених у використанні елементами електронних та електротехнічних пристроїв. Конденсатори володіють властивістю швидко накопичувати та віддавати електричну енергію. Дякуючи цієї властивості вони знайшли широке застосування в електротехнічних та електронних пристроях як нагромаджувача енергії при роботі в імпульсному режимі (генератори імпульсів струму та напруги різного призначення, захист обладнання від перенапруг, примусова комутація струму, помножувачі частоти та ін.), а також генератора реактивної потужності при роботі на синусоїдній напрузі [коливальні контури, батареї паралельної (поперечної) та послідовної (повздовжньої) компенсації реактивної потужності в електроенергетичних системах та підприємствах, індивідуальна компенсація реактивної потужності споживачів та ін.].

Конденсатори використовуються також для створення фазового зсуву між струмом та напругою (фазообертачі, однофазні конденсаторні електродвигуни, симетрируючі та фазорозщеплюючі пристрої та ін.).

Властивість конденсаторів змінювати в залежності від частоти напруги свій реактивний опір зумовило їх застосування в різних фільтрах кіл змінної та пульсуючої напруги (резонансні, широкосмгові, режекторні, смгові та ін.) для фільтрації гармонік струму та напруги, захисту від завад, розв'язки кіл та ін.

Конденсатори ділять на дві групи: силові конденсатори, які застосовуються в електротехнічних установках, і конденсатори, які застосовують в електронних та радіотехнічних пристроях.

За функціональними ознаками силові конденсатори поділяються на конденсатори: для підвищення коефіцієнта потужності в лініях електропередачі (ЛЕП), розподільних мережах, установках частотою 50 Гц та підвищених (до 10 кГц) частот, групових та індивідуальних споживачів електричної енергії; нагромаджуючі та імпульсні; фільтрові; зв'язку, які служать для підмикання пристроїв височастотного зв'язку та автоматики до ЛЕП; відбору потужності від ЛЕП; для високовольтичних подільників напруги; для вимірювальних кіл; захисні для кіл тиристорних перетворювальних підстанцій ЛЕП; пускові та робочі для електродвигунів; для перетворювальних пристроїв (комутуючі, демпфувальні, фільтруючі, компенсуючі).

Електричні характеристики, конструкція та область застосування залежить від типу діелектрика між його обкладками. По типу діелектрика конденсатори постійної ємності поділяються на групи: 1) з

газоподібним діелектриком (повітряні, газонаповнені, вакуумні); 2) з рідинним діелектриком; 3) з твердим неорганічним діелектриком (керамічні, склокерамічні, склоемалеві, склоплівкові, тонкошарові з неорганічних плівок, слюдяні); 4) з твердим органічним діелектриком (паперові, металопаперові, фторопластмасові, поліетиленфталатні); 5) з оксидним діелектриком (електролітичні, оксидно-напівпровідникові, оксидно-металеві), які виконані з використанням алюмінію, титану, ніобію, сплавів танталу та ніобію.

У конденсаторів розрізняють номінальне $C_{\text{ном}}$ та фактичне $C_{\text{ф}}$ значення ємності. Номінальна ємність вказується на його маркуванні у супровідній документації, а для конденсаторів електронної техніки відповідає одному з рядів: E3 (1,0; 2,2; 4,7); E6 (1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8); E12 (1,0; 1,2; 1,5; 1,8; 2,2; 2,7; 3,3; 3,9; 4,7; 5,6; 6,8; 8,2) та E24 (1,0; 1,1; 1,2; 1,3; 1,5; 1,6; 1,8; 2,0; 2,2; 2,4; 2,7; 3,0; 3,3; 3,6; 3,9; 4,3; 4,7; 5,1; 5,6; 6,2; 6,8; 7,5; 8,2; 9,1). Цифра після літери E вказує кількість чисел у декаді даного ряду. Кратні або часткові значення одержуються множенням чисел ряду на множник 10^n , де n — ціле число.

В старих розробках конденсаторів з паперовим та плівковим діелектриком у прямокутних корпусах значення номінальних ємностей (від 0,1 мкФ та вище) вибирались з ряду: 0,1; 0,25; 0,5; 1,0; 2; 4; 6; 8; 10; 20; 40; 60; 80; 100; 200; 400; 600; 800; 1000, а для оксидно-електролітичних алюмінієвих — з ряду: 0,5; 1; 2; 5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 300; 500; 1000; 2000; 5000.

Фактична ємність — це ємність, виміряна при даній температурі та визначеній частоті.

Основною одиницею вимірювання в системі СІ є фарада ($1\text{Ф} = 1\text{Кл}/\text{В} = 10^6\text{ мкФ} = 10^9\text{ нФ} = 10^{12}\text{ пФ}$).

Допустиме відхилення ємності звичайно дається у відсотках

$$\Delta C_{\text{ном}} = \frac{C_{\text{ф}} - C_{\text{ном}}}{C_{\text{ном}}} \cdot 100\%.$$

Допустимі відхилення $\Delta C_{\text{ном}}$ у відсотках відповідають ряду: $\pm 0,1$; $\pm 0,25$; $\pm 0,5$; ± 1 ; ± 2 ; ± 5 ; ± 10 ; ± 20 ; ± 30 ; $0 \div +50$; $-10 \div +30$; $-10 \div +50$; $-10 \div +100$; $-20 \div +50$; $-20 \div +80$.

Допустиме відхилення ємності від номінального значення не визначає якість конденсаторів — стабільність їх параметрів, надійність та ін.

У конденсаторів для підвищення коефіцієнта потужності електроустановок змінного струму промислової частоти та електротермічних установок нормується не номінальна ємність, а номінальна реактивна потужність. Номінальна ємність таких конденсаторів розраховується

по номінальній реактивній потужності при номінальних напрузі та частоті при $+20^\circ\text{C}$.

Зміна значення ємності в залежності від температури характеризується температурним коефіцієнтом ємності (ТКЄ)

$$\alpha_C = \text{ТКЄ} = \frac{\Delta C}{C \Delta t}.$$

В залежності від матеріалу діелектрика ТКЄ може бути позитивним, нульовим або негативним. Його значення, яке визначається на конкретній частоті, вказується в маркуванні конденсатора за допомогою літер та цифр або кольорового коду. По допустимому відхиленню ТКЄ від нормованого значення конденсатори розподіляються на два класи: А та Б. При необхідності одержати певне значення ТКЄ застосовують послідовне, паралельне та мішане з'єднання конденсаторів з різними номіналами та різними ТКЄ. При паралельному з'єднанні конденсаторів ТКЄ одержаної ємності C знаходять з рівняння

$$\alpha_C = \frac{C_1}{C} \alpha_{C_1} + \frac{C_2}{C} \alpha_{C_2} + \dots + \frac{C_n}{C} \alpha_{C_n}.$$

При послідовному з'єднанні — з рівняння

$$\alpha_C = \frac{C}{C_1} \alpha_{C_1} + \frac{C}{C_2} \alpha_{C_2} + \dots + \frac{C}{C_n} \alpha_{C_n}.$$

Підбираючи номінали та ТКЄ, а також комбінуючи послідовне та паралельне з'єднання, можна забезпечити нульовий ТКЄ, що застосовується при створенні вимірювальних конденсаторів.

Для позначення номінальної ємності, допустимого відхилення, групи по температурній стабільності застосовують кодоване позначення. Номінальна ємність характеризується цифрою та літерою, яка визначає одиницю вимірювання та являє собою множник.

Так, літери р, п, м, μ , F означають множники (10^{-12} , 10^{-9} , 10^{-6} , 10^{-3} , 1 відповідно для значення ємності, яка відбивається у фарадах (старе позначення р, п, μ — п, н, м). Відповідні позначення номіналів мають такий вигляд: 0,1 нФ — р10; 10 нФ — 10р; 100 нФ — 100р (п10); 590 нФ — 590р (п59); 1 нФ — 1 н0; 100 нФ — 100п (μ 10); 1 мкФ — 1 μ 0; 100 мкФ — 100 μ (F10); 1 Ф — 1 F0; 10 Ф — 10F.

Для більшості конденсаторів, крім електролітичних, полярність напруги не грає ролі. Електролітичні конденсатори бувають як неполярні (К50-6), так і полярні. Це особливий тип конденсаторів, у яких як діелектрик використовується тонкий шар оксиду металу. В зв'язку з

тим, що шар окису володіє вентиляльними властивостями, електrolітичні конденсатори полярні. Підключення напруги до них повинно вестися з урахуванням вказаної на електродах полярності. Якщо це не враховується, конденсатор виходить з ладу.

За ознакою керуваності значенням ємності розрізняють конденсатори постійної та змінної ємності, а за характером керування — конденсатори з механічним, електричним (вариконди, варикапи) та термічним (термоконденсатори) керуванням ємністю.

Конденсатори з механічним керуванням ємністю підрозділяються на конденсатори з плавним та дискретним (ступеневим) характером керування ємністю.

За призначенням конденсатори підрозділяють на конденсатори загального застосування та спеціальні (вимірювальні, для подільників напруги, блокувальні, роздільні, дозиметричні та ін.).

За значенням номінальної напруги розрізняють конденсатори високої та низької напруги. Конденсатори з діючим значенням номінальної напруги $U_{\text{ном}} \leq 1000 \text{ В}$, також конденсатори з номінальною постійною напругою $U_{\text{ном п}} \leq 1600 \text{ В}$ включно відносять до конденсаторів низької напруги. Конденсатори з більшим значенням номінальної напруги відносять до групи конденсаторів високої напруги. Для конденсаторів з оксидним діелектриком під терміном «низька» розуміють напругу в декілька десятків вольт, тому що найбільша номінальна напруга через особливості конденсаторів цього типу не перевищує 600 В.

Найважливішою характеристикою режиму роботи конденсатора є значення активних втрат на ньому. Саме ця характеристика в основному визначає допустимі значення напруги на конденсаторі. Тангенс кута втрат $\text{tg} \delta$ визначається як відношення активної потужності конденсатора P до його реактивної потужності Q при синусоїдній напрузі певної частоти, тобто $\text{tg}^2 \delta = P/Q$.

Значення $\text{tg} \delta$ конденсатора на даній частоті частіше всього визначають шляхом електричних вимірювань активних ($\text{Re } Z$; $\text{Re } Y$) та реактивних ($\text{Im } Z$; $\text{Im } Y$) складових комплексних опорів Z або провідностей Y конденсатора, тобто $\text{tg} \delta = \text{Re } Z / \text{Im } Z = \text{Re } Y / \text{Im } Y$. В цьому випадку конденсатор представляють спрощеними електричними схемами заміщення — послідовною (рис. 3.7, а) або паралельною (рис. 3.7, б). Індуктивність $L_{\text{ек}}$ залежить від конструктивного виконання конденсатора і обумовлена індуктивністю виводів, секцій, з'єднуючих шин пакета секцій. Індуктивність $L_{\text{ек}}$ є важливим параметром для конденсаторів, які працюють в імпульсному режимі та на високих частотах. Від значення $L_{\text{ек}}$ залежить верхня межа робочої частоти конденсатора, а

також параметри (амплітуда, форма та тривалість) розрядного струму імпульсних конденсаторів. Опір $r_s(\omega)$ характеризує втрати енергії та відображає той факт, що напруга та струм реального конденсатора зсунуті по фазі на кут $\phi < 90^\circ$ у діапазоні частот, де індуктивністю $L_{\text{ек}}$ можна знехтувати.

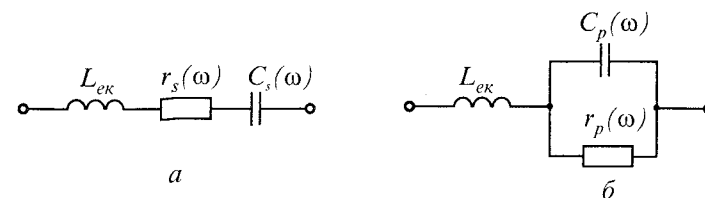


Рис. 3.7

Повний опір конденсатора є важливим параметром для фільтрових, прохідних завадоподавляючих конденсаторів і обчислюється для схеми рис. 3.7, а за формулою

$$Z_C = \sqrt{r_s^2 + (x_L - x_C)^2}, \quad (3.1)$$

де r_s — еквівалентний послідовний опір конденсатора; $X_C = 1/\omega C_s$, та $X_L = \omega L_{\text{ек}}$ — реактивний ємнісний та індуктивний опори конденсатора; ω — колова (кутова) частота.

З (3.1) видно, що на частотах, які більші f_0 , де $f_0 = \omega_0/2\pi$ (ω_0 —

резонансна частота, що визначається з рівняння $\omega_0 L_{\text{ек}} - \frac{1}{\omega_0 C_s} = 0$), конденсатор стає індуктивністю. Тому в електронних колах конденсатори прагнуть використовувати в тій смугі частот, в якій індуктивність $L_{\text{ек}}$ не виявляє істотного впливу. Так, у повітряних конденсаторів максимальна частота порядку 2,5...3,6 МГц; слюдяних — 150...200 МГц; паперових — 50...80 МГц; керамічних дискових — 200...2000 МГц; керамічних трубчастих — 5...200 МГц.

Слід звернути увагу на те, що значення ємності конденсатора та опір втрат, які виміряні за послідовною та паралельною схемами вмикання цих елементів, розрізняються між собою. Це впливає з правила еквівалентного перетворення послідовного з'єднання опорів у паралельне і навпаки:

$$r_p = r_s \left[1 + \frac{1}{(\omega C_s r_s)^2} \right]; \quad C_p = C_s \frac{1}{1 + (\omega C_s r_s)^2};$$

$$r_s = r_p \frac{1}{1 + (\omega C_p r_p)^2}; \quad C_s = C_p \left[1 + \frac{1}{(\omega C_p r_p)^2} \right].$$

Відміна між значеннями тим більша, чим більше тангенс кута втрат $\operatorname{tg} \delta$.

В області високих частот $(\omega C_p r_p)^2 \gg 1$ і тоді

$$r_s \approx \frac{1}{r_p (\omega C_p)^2}; \quad C_s \approx C_p.$$

На відміну від ємності тангенс кута втрат не залежить від схеми, за якою проводились вимірювання: $\operatorname{tg} \delta = \omega C_s r_s = 1 / \omega C_p r_p$. Значення $\operatorname{tg} \delta$ залежать від виду діелектрика і можуть змінюватись з частотою та з плином часу, а також залежать від температури та напруженості електричного поля, що необхідно урахувати при розрахунках втрат та визначенні раціональних параметрів конденсаторів у конкретних умовах експлуатації. Наведені в технічних умовах частотні залежності $\operatorname{tg} \delta$ для конденсаторів неполярного типу (наприклад К75-10) показують практичну його незалежність від частоти у діапазоні від 50 до 1000 Гц і зростання приблизно у 10 разів при збільшенні частоти з 1000 до 10000 Гц. Зміна температури у меншій мірі впливає на $\operatorname{tg} \delta$ для цих типів конденсаторів (у середньому $\operatorname{tg} \delta$ збільшується в два рази при зміні температури від +20 °С до 100 °С). В цілому ж точна оцінка втрат в конденсаторах навіть при ідеальній синусоїдній напрузі є достатньо складною багатофакторною задачею.

Ще більш складною задачею є оцінка втрат в конденсаторі при несинусоїдних струмах та напругах. Серед відомих методів такої оцінки треба виділити найбільш загальний, але дуже приблизний метод, заснований на аналізі гармонічної кривої напруги. При розрахунку цим методом втрати потужності в конденсаторі від кожної гармоніки прикладеної до нього напруги підсумовуються.

$$P_q = C \omega_1 \sum_{q=1}^{\infty} q U_q^2 \operatorname{tg} \delta_q, \quad (3.2)$$

де q — номер гармонічної складової напруги; C — ємність конденсатора на частоті основної гармоніки; ω_1 — частота 1-ої гармоніки напруги; U_q — діюче значення напруги q -ої гармоніки; $\operatorname{tg} \delta_q$ — тангенс кута втрат для q -ої гармоніки.

З (3.2) можна визначити допустиме діюче значення еквівалентної напруги на нормованій частоті ω_n , значення якої звичайно наводиться у технічних умовах.

При роботі конденсатора у колі змінної синусоїдної напруги розрізняють повну $S = UI$, активну $P = UI \cos \varphi = UI \sin \delta$ та реактивну $Q = \sqrt{S^2 - P^2} = UI \cos \delta$ потужності конденсатора, де U, I — діючі значення синусоїдних напруги та струму; φ — кут зсуву фаз між векторами напруги та струму конденсатора; δ — кут втрат, який доповнює до 90° кут зсуву фаз між струмом та напругою.

Активна потужність конденсатора, як правило, суттєво менше його повної потужності, тобто $P \ll S$, а реактивна потужність конденсатора несуттєво відрізняється від його повної потужності. На практиці нехтують цією різницею і за реактивну потужність конденсатора приймають значення його повної потужності, тобто $Q \approx S = UI$ або $Q \approx U^2 \omega C$. Активна потужність конденсатора визначається за формулою $P = Q \operatorname{tg} \delta$, де $\operatorname{tg} \delta$ — тангенс кута втрат конденсатора на робочій частоті ω .

Відносна похибка визначення реактивної та активної потужностей конденсатора при прийнятому припущенні $Q = S$ не перевищує значення $1/2 \operatorname{tg}^2 \delta$.

При несинусоїдній напрузі $P = \sum_{q=1}^{\infty} U_q^2 \omega_q C_q \operatorname{tg} \delta_q$, а $Q = \sum U_q^2 \omega_q C_q$, де $U_q, C_q, \operatorname{tg} \delta_q$ — діюче значення напруги, ємність і тангенс кута втрат на частоті q -ої гармоніки $\omega_q = q \omega_1$.

Накопичена при заряді енергія дорівнює $W = CU^2/2$, де C — ємність конденсатора, U — напруга на обкладках, W — енергія конденсатора в джоуль (Дж).

Важливішим параметром, який визначає питомі характеристики конденсаторів змінного струму при заданій надійності, є частота гармонічних складових прикладеної напруги. Типова залежність амплітуди синусоїдної напруги від частоти у відносних одиницях показана на рис. 3.8.

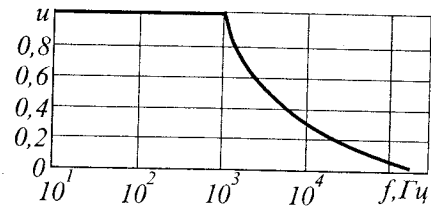


Рис. 3.8

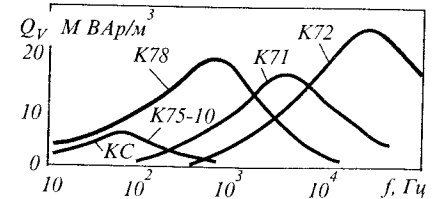


Рис. 3.9

У залежності від частоти та форми напруги при виборі потрібного

На рис. 3.10 як приклад наведена залежність відносного значення

$$C_{\text{эф}} = 1/(2\pi f Z_C).$$

значенню ємності

показників при підвищених частотах слід проводити по ефективному факторів на провідність конденсаторів, оцінку та порівняння їх питомих мають звичайно випадковий характер. Враховуючи вплив зазначених залежностей. Крім того, існують технологічні розкиди параметрів, які параметри, наприклад $\text{tg} \delta$, мають частотну, часову та температурну частоти. Індуктивність $L_{\text{ек}}$ є порівняно стабільною величиною. Інші значення C_s залежить від типу конденсатора, його параметрів та властивість визначається повним опором конденсатора Z_C (3.2).

його фільтруючої властивості. Так, при синусоїдальному струмі фільтруюча провідності конденсатора, як елемента в шлюмі, як наслідок, зниження частоты слід враховувати і інші фактори, які викликають зменшення синусоїдальної напруги частотою $f = 50 \text{ Гц}$. Проте при більш високих значеннях постійної складової та допустиме значення змінної у вигляді основних параметрів крім значень ємності вказується номінальне значіння, в технічних умовах на електротехнічні конденсатори в якості постійним впливом як постійної, так і змінної складових напруги. Зв'язнийного струму. У робочому режимі конденсатори входять під Електротехнічні конденсатори є основними елементами фільтрів пос-прикладної напруги, при якій його об'єм є мінімальним.

видно, що для конкретного типу конденсатора існує оптимальна частота деяких типів конденсаторів змінного струму від частоти. З рис. 3.9 функціями частоти. На рис. 3.9 показані залежності питомих об'ємів тивної потужності до об'єму, маси або іншому параметру) також є Оскільки реактивна потужність конденсатора змінного струму зале-температури при сталих втратах.

потужності часткового розряду, виходячи з обмеження максимальної Допустима напруга може також вибиратися з умови обмеження відповідності з якою нормується значення номінальних напруг. конденсатора виступає також короткочасна електрична міцність, у додаткова потужність втра. Як обмежувальний фактор при виборі при підвищених частотах синусоїдальної напруги (більше 1 кВ/ц) — жуванням фактором є амплітудне значення імпульсного струму, а саторі при низьких частотах та малих тривалостях фронтів обме-фактор. Наприклад, при трапецієподібній формі напруги на конде-типу конденсатора може переважати той або інший обмежувальний

Z_C . від частоти для конденсаторів типу К50-20 при температурі навко-лишнього середовища 25°C . Штриховою лінією показана частота характеристика ідеального конденсатора ($L_{\text{ек}} = r_s = 0$).

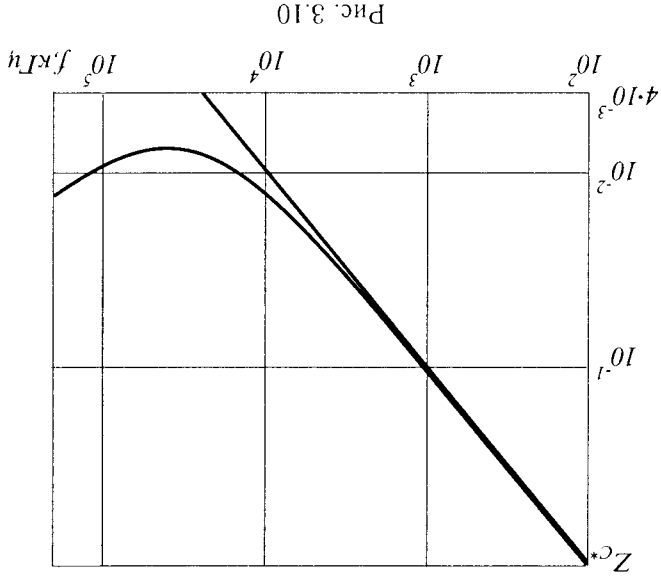


Рис. 3.10

З наведених залежностей виходить, що фільтруюча здатність конде-саторів К50-20 починає знижуватися при частотах, більших 10 кГц , а при частотах, більших 20 кГц , застосовування їх стає недоцільним. При частотах більше вказаних слід застосовувати конденсатори з органічним або керамічним діелектриком. Якщо форма змінної складової струму, що протікає через конде-сатор, відрізняється від синусоїди, то ефективність фільтрації конденсатора також змінюється. Наприклад, при великих значеннях di/dt складові змінної напруги на виводах конденсатора, обумовлені індуктивністю $L_{\text{ек}}$, зростають і можуть значно перевищувати змінну складову напруги відносно на ємності C_s . При впливі на конденсатори пульсацій напруги несинусоїдальної форми фільтруючі та навантажувальні здатності змінюються від спектруального складу цих пульсацій. Тому на деякі типи окисно-електро-літичних конденсаторів, крім вказаних вище частотних залежностей, в технічних умовах інколи наводяться номограми, які дозволяють визна-тити допустимі амплітуди напруги конкретної несинусоїдальної форми, наприклад, трапецієподібної, в функції частоти.

6). Відомі також конструкції з лінійно пересуваними пластинами об-

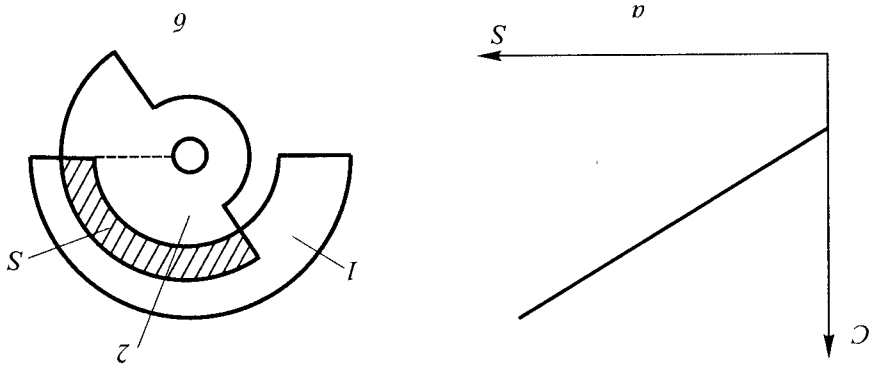


Рис. 3.11

Промисловістю випускаються змінні та підстроювальні конденсатори з повітряним, твердим неорганічним (керамічним, слюдяним) та органічним (поліетіленовим, поліетиленовим та ін.) діелектриками. При введенні діелектриків у проміжок між рухомими та нерухомими обкладками конденсатора суттєво збільшується ємність та зменшуються габаритні розміри. Проте при цьому не вдається уникнути повітряних проміжків, значення яких не залишаються стабільними. Тому при кожній новій установці ротора в одне й те ж положення значення ємності декілька відрізняються від попередніх. Конденсатори з твердим діелектриком найбільш часто використовуються як підстроювальні. Повітряні конденсатори звичайно застосовуються в тих колах, в яких вимагається хороша повторюваність значення ємності.

Змінні та підстроювальні конденсатори розрізняються в основному конструктивним використанням. Змінні конденсатори мають ручку, за допомогою якої обертається рухома частина. Їх конструкція розрахована на довготривалу роботу в режимі обертання ротора. У підстроювальних конденсаторів рухома частина, як правило, має шліф для її обертання викруткою, і конструкція рухомої частини спрощена. Вона не розрахована на довготривалу роботу у режимі обертання. Як можна отримати у змінних конденсаторах, як правило, не перевищують значень $600—5000\text{ пФ}$, причому повітряні проміжки між рухомими та нерухомими пластинами порядку $0,1—0,25\text{ мм}$. Закон змінні ємності залежить від геометрії форми пластин.

Для змінних та підстроювальних конденсаторів важливі максим-

Для попередніх оцінок на етапах проектування електронної апаратури достатньо враховувати основні, переважачі гармоніки в пульсації напруги на конденсаторі, використовуючи для розрахунків принцип накладання (суперпозиції). Одержані дані слід уточнити експериментально, зокрема, вимірюючи діючі значення струмів (за допомогою термоамперметрів), а також температуру корпусу конденсатора та навколишнього середовища.

Таблиця 3.3

Тип конденсатора	Номинальна ємність, мкФ	Номинальна діюча напруга, В	Питомий показник, МВАр/м ²
K75-10	1	1 000 (50 Гц)	1,15
K72-11	1	500 (500 Гц)	1,57

Таблиця 3.4

Тип конденсатора	Номинальна ємність, мкФ	Номинальна напруга, В	Допустима напруга, В	Допустима частота, Гц, %	Питомий показник, Дж/лм ²
K50-20	2 000	50	50	5	36
K50-18	22 000	50	50	5	58,2
K50-27	220	450	5	0,5	210
МБТ	10	750	20	7	6,4

В змінних конденсаторах з механічним регулюванням ємності одна група пластин або пластина переміщується відносно інших пластин, або пластини, що складають обкладки конденсатора. При цьому може змінюватися або «взаємне» перекриття пластин, або відстань між ними. На практиці в основному використовують змінну взаємного перекриття пластин (S). При цьому легко одержати лінійну (рис. 3.11, а) або функційнальну змінну ємності в залежності від переміщення рухомої частини. Частіше всього застосовують обертальний рух і одну з обкладок конденсатора використовують у вигляді ротора (2), а іншу — статора (1) (рис. 3.11).

малына $C_{\max}$ та мінімальна $C_{\min}$ ємності, коефіцієнт перекриття по ємності $K_c = C_{\max} / C_{\min}$, ТКЕ, $\text{tg} \delta$ та закон зміни ємності.

Крім лінійних конденсаторів деяке розповсюдження в електроніці одержали нелінійні конденсатори, в яких ємність залежить від напруженості електричного поля і відповідно статичні значення ємності $C = q/U$ (q — заряд ємності, U — напруга на ній) та диференціальні значення $C_{\text{диф}} = (dq)/(dU)$ не рівні. Нелінійні конденсатори, які виконані на основі сегнетоелектриків (керамічних діелектриків з спонтанною поляризацією), одержали назву варикондів. Нелінійні конденсатори на основі використання властивостей p - n -переходу називають варикапами. Вони розглянуті в § 1.3.

Для керамічних матеріалів, які називаються сегнетоелектриками (титанат барію, стронцію, кальцію та ін.), характерні високі значення відносної діелектричної проникності та її сильна залежність від напруженості електричного поля (рис. 3.12) та температури. Ємність конденсатора з такими діелектриками залежить від напруги, прикладеної до них.

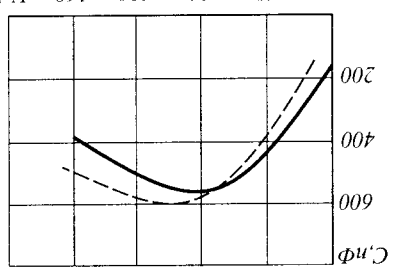


Рис. 3.12

Позначення силових конденсаторів
та конденсаторних устатковок. Розрізняють повне та скорочене умовне позначення конденсаторів.
Скорочене умовне позначення силових конденсаторів складається з літер та цифр.
Перша літера позначає призначення: «К» — косинусний для підвищення коефіцієнта потужності електроустатковок змінного струму частотою 50 та 60 Гц, «И» — імпульсний, «Ф» — фільтровий, «С» — зв'язку, «Л» — демпфувальний або для подільників напруги, «О» — для відбору потужності, «П» — для напівпровідникових перетворювачів, «Г» — гасильний для систем тиристорного електроприводу, «Э» — електротермічний, «Р» — регулюючий, «Л» — для люмінесцентних світильників.

Друга цифра означає вид просочення: «С» — синтетична речовина, «М» — нафтове мастило, «К» — рішинова олія; функціональне призначення («О» — для відбору потужності).
Третя літера вказує на область конкретного застосування або режиму роботи: «Г» — в схемах з електроісправляючим ефектом, «И» — для вимірювальних цілей, «Н» — нагрюмаджуючий, «Т» — в схемах тиристорного

електроприводу або на тягових підстанціях, «Э» — для електротермічних установок промислової частоти; конструктивну особливість: «В» — з воляним охолодженням, «К» — з комбінованим діелектриком, «П» — з плівковим діелектриком, «М» — у металевому корпусі, просочення маслом або малолінійковим конденсатор, «Р» — з розширювачем; «Б» — позначає категорію електрообладнання по довжині шляху витоку зовнішньої ізоляції, «П» — вказує, що конденсатор для подільників напруги суміщений з ізолюючою підставкою.

Четверта літера вказує на особливість монтажу: «V» — допускається установка конденсатора під кутом до 30° від вертикалі, категорію по довжині шляху витоку зовнішньої ізоляції, вид охолодження («О» — примусово-повітряне), тип діелектрика («К» — комбінований) або утвореного призначення конденсатора («П» — підстроювальний).
Перша цифра після літер позначає габарит конденсатора (0 — нульовий, 1 — перший, 2 — другий).

Система *повного* умовного позначення силових конденсаторів складається з декількох елементів. Перший елемент — скорочене умовне позначення; другий — номінальна напруга, кВ; третій — значення номінальної реактивної потужності (кВАр) та ємності (нФ, мкФ) або інші технічні параметри, наприклад, номінальна частота; четвертий — цифрами позначається кількість ізолюваних виводів, літерами — виконання, та цифрами після літер — категорія розміщення; п'ятий — номер документа, за яким здійснюється поставка.

Конденсаторні установки мають аналогічну з силовими конденсаторами структуру умовного позначення. Скорочене умовне позначення містить наступні елементи: перша літера («У») — установка, друга («К») — конденсаторна, третя — вказує на конструктивні особливості («А» — з автоматичним вимикачем, «Б» — безшафна, «С» — стовпова, «Л» — ліве виконання чарунок вводу, «П» — праве виконання чарунок вводу); четверта — вказує на спосіб регулювання («Н» — по напрузі, «Т» — по струму); цифра — вказує на кількість конденсаторів, ввімкнених самостійно.

Структура повного умовного позначення конденсаторних установок наступна: перший елемент — це скорочене умовне позначення; другий — номінальна напруга, кВ; третій — номінальна потужність, кВАр; четвертий — особливості конструкції та спосіб регулювання («Л» або «П» — ліве або праве виконання чарунок вводу; «Н» — регулювання по напрузі; «Р» — з командним блоком та приставкою автоматично-регулятора «Аркон»); далі літерами вказується виконання, а цифрою — категорія розміщення (для деяких установок перед літерою, яка

позначає виконання, шифрами вказується кількість конденсаторів в установі; п'ятий — номер документа, за яким здійснюється поставка. Позначення деяких конденсаторних установок, що випускаються, можуть в деякій мірі відрізнятися від викладеної схеми.

Правила позначень

Скорочені умовні позначення:

1. Конденсатор косинусний (К) для підвищення коефіцієнта потужності електроустановок змінного струму частотою 50 та 60 Гц з синтетичним просоченням (С) першого (І) табариту: конденсатор КСІ.
2. Установка (У) конденсатора (К) безшафа (Б) з регулюванням по напрузі (Н) — УКБН, по струму (Т) — УКБТ.

Повні умовні позначення:

1. Конденсатор косинусний (К) з синтетичним просоченням (С) першого табариту (І), номінальною напругою 6,3 кВ, потужністю 30 кВАр, однофазного виконання з двома ізолюваними виводами, кліматичного виконання У, категорії 3 для верхнього значення температури навколишнього повітря 50 °С, який поставляється по ГОСТ 1282-79: конденсатор КСІ-6,3-30-2-У3, температура 50 °С, ГОСТ 1282-79.

2. Установка (У) конденсатора (К) на номінальну напругу 0,38 кВ потужністю 150 кВАр з регулюванням по напрузі (Н), кліматичного виконання У, категорії 3, яка поставляється по TV 16-530.169-78: установка конденсатора УКН-0,38-150-У3, TV 16-530.169-78.

Позначення конденсаторів для радіоелектронних пристроїв

Скорочене умовне позначення складається з наступних елементів: перший елемент — літера або сполучення літер, які позначають конденсатор («К» — постійної ємності; «КТ» — підстроювальний; «КП» — змінної ємності; «КС» — конденсаторні збірки); другий — число, яке позначає тип діелектрика; третій — порядковий номер розробки, в склад якого може входити і літерне позначення.

Повне позначення складається з елементів: перший елемент — скорочене позначення; другий — позначення та запису в параметрів та характеристик, необхідних для замовлення та запису в конструкторській документації (варіант конструкторського виконання, номінальна напруга, номінальна ємність, допустиме відхилення ємності, група та клас по температурній стабільності, реактивна потужність, інші потрібні додаткові характеристики); третій — позначення кліматичного виконання (тільки для конденсаторів виконання «Б» та «Т»); Позначення виконання У, ХЛ не вказуються; четвертий — позначення документа на поставку (номер TV, ГОСТ).

Приклад скороченого позначення: конденсатор (К), комбінований

(75), номер розробки конденсатора даного типу двадцять дев'ятий, варіант виконання А: конденсатор К75-29А.

Приклад повного умовного позначення: конденсатор комбінований К75-10, номінальною напругою 250 В, номінальною ємністю 1,0 мкФ з допустимим відхиленням по ємності $\pm 5\%$, всекліматичного виконання В, який поставляється по ОЖО.484.865 — TV.

На рис. 3.13 показані графічні умовні позначення конденсаторів (а — постійної ємності; б — електролітичний полярний; в — змінної ємності; г — підстроювальний; д — вариконд; е — диференціальний; ж — багатосекційний).

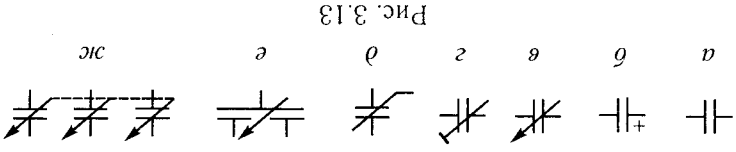


Рис. 3.13

3.3. МАГНІТНІ ЕЛЕМЕНТИ

До магнітних елементів електронних вузлів відносяться дросели (котушки індуктивності, реактори) і трансформатори.

На відміну від резисторів та конденсаторів стандартизація номінала-тури дроселів та трансформаторів неможлива через надмірну різноманітність магнітних елементів (кількість та зв'язок обмоток, кількість витків, розміри та ін.), тому стандартизовані тільки осердя, які випускаються промисловістю у відповідності з стандартом на їх типорозміри. Стандарти дроселі та трансформатори виготовляються тільки для стандартної апаратури, яка випускається дуже великими серіями (наприклад, апаратура радіомовлення та вимірювальна апаратура), або для потреб си-лової електроніки, але і в цих областях не виключено застосування дроселів та трансформаторів індивідуального використання.

Підхід спеціаліста по електронним схемам до магнітних елементів зовсім інший, ніж його відношення до інших пасивних та активних компонентів електронних вузлів. Якшо там мова йде про використання готових компонентів, то магнітний елемент, як правило, проектується та виготовляється для використання у певному електронному вузлі. Через труднощі в мікромініатюризації, значні масогабаритні показ-ники, погану повторюваність характеристик та параметрів, підвищену трудомісткість виготовлення області застосування дроселів обмежена. Проте при створенні ряду пристроїв електроніки обійтися без них поки що неможливо.

Котушки індуктивності, як правило, мають циліндричну або спіральну форму витків і виконуються як одношаровими, так і багатошаровими. Характер намотки залежить від призначення котушки індуктивності. Так, для зменшення міжвиткових ємностей витки укладаються на каркас з визначеним кроком або застосовують спеціальні способи намотки, коли витки укладаються не паралельно, а під деяким кутом один до одного (універсальна намотка).

Для збільшення значень індуктивності та підвищення добротності дроселів широко застосовують магнітопроводи з постійними або регульованими параметрами. Найбільш розповсюджені форми магнітопроводів — бронува та торoidна (рис. 3.14, а, б; 1, 2 — частки бронування магнітопроводу; 3 — підрозумовуване осердя). Регулювання параметрів магнітопроводу здійснюється за допомогою рухомого осердя 3 (рис. 3.14, а), яке виконується з феромагнітного або діамантного матеріалу. При його переміщенні змінюються параметри магнітопроводу та індуктивність котушки. Діаманетики (латунь, мідь) використовують тільки на високих частотах (десятки — сотні МГц). На відміну від феромагнетика при їх введенні індуктивність котушки зменшується.

При низьких частотах (до 1 кГц) в якості магнітопроводів звичайно використовують пермалой (залізнікелевий сплав). При цьому магнітопровід, як правило, торoidний, зібраний з тонких кілець ($h=0,002\div0,1$ мм) або намотаний із стрічки тих же товщин. На більш високих частотах (до декількох МГц) широко використовуються ферити, причому їх марка залежить від діапазону робочих частот. На частотах, більшш декількох МГц, використовують котушки індуктивності, які мають тільки підрозумовані осердя або зовсім не мають їх.

Циклічне перемагнічування феромагнетика характеризується витратами енергії, які звуться *витратами на гістерезис*. Ці витрати виявляються при середніх та сильних полях. Витрати на гістерезис характеризуються коефіцієнтом δ_r , який є важливою характеристикою магнітного матеріалу. Опір втрат на гістерезис дорівнює

$$R_{br} = \omega L_c (\delta_r H),$$

де $L_c = \mu_c L$ — індуктивність котушки з осердям; L — індуктивність

Рис. 3.14

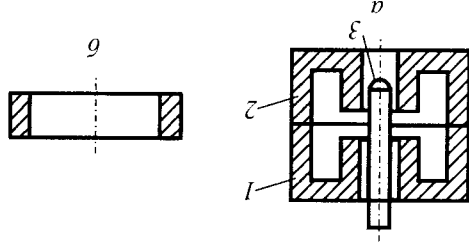
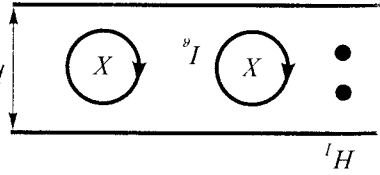


Рис. 3.15



Витрати на *вихрові струми* пов'язані з тим, що у листі товщиною h магнітне поле H_1 індуктує вихрові струми I_v (рис. 3.15), які створюють поле H_2 . У центрі листа H_1 та H_2 компенсуються, тому магнітний потік H_1 концентрується біля поверхні, що приводить до зменшення магнітної проникності осердя μ_c . Вихрові струми викликають втрати, які характеризуються коефіцієнтом δ_v і розраховуються за формулою

$$R_{bv} = \omega L_c \delta_v f = \frac{L_c \delta_v \omega^2}{2\pi}.$$

Для зменшення вихрових струмів можна використовувати три методи:

1. Застосування магнітних матеріалів з високим питомим опором
2. Застосування магнітних матеріалів у вигляді тонких шарів і стрічок, електрично ізолюваних один від одного. Таким способом виготовляють осердя із сталі та залізнікелевих сплавів.
3. Використання порошкоподібних матеріалів, які складаються з відповідних зерен, роз'єднаних діелектричним наповнювачем. Такими матеріалами є магнітодіелектрики.

Витрати на *вихрові струми* пропорційні квадрату частоти, обернено пропорційні питомому опору ρ . Для матеріалів з тонкого листа вони пропорційні квадрату товщини листа.

Витрати на *вихрові струми* пропорційні квадрату частоти, обернено пропорційні питомому опору ρ . Для матеріалів з тонкого листа вони пропорційні квадрату товщини листа.

Витрати на *вихрові струми* пропорційні квадрату частоти, обернено пропорційні питомому опору ρ . Для матеріалів з тонкого листа вони пропорційні квадрату товщини листа.

$$R_{br} = \omega L_c (\delta_r H + \delta_v f + \delta_{br}),$$

$$R_{bv} = \omega L_c \delta_v f,$$

$$R_{br} = \omega L_c \delta_r H,$$

$$R_{\text{в.ст}}^{\text{гд}} = \frac{\omega L_c}{\delta^1 H + \delta^2 f + \delta^3 \text{в.т.}}$$

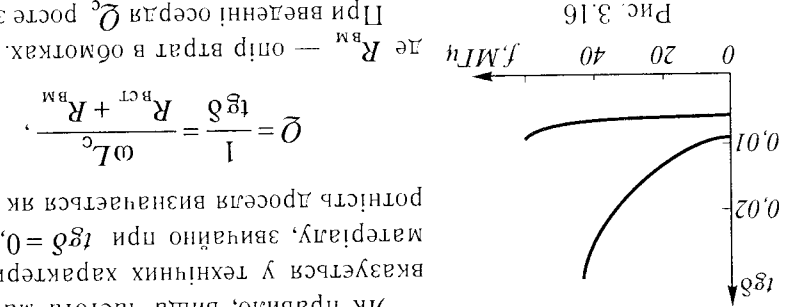
Для котушок, які працюють у слабких полях, втрати на гістерезис

мали.

Опір втрат в осерді розраховується за формулою (3.3), тому що для багатьох матеріалів потрібні дані наводяться у довідниках або приймаються дані про сумарні втрати. Проте такий розрахунок неточний, тому що $\text{гд}^{\text{ст}}$ сильно залежить від частоти та інших параметрів, причому зростання $\text{гд}^{\text{ст}}$ з ростом частоти дуже помітне. На рис. 3.16 показана залежність $\text{гд}^{\text{ст}}$ від частоти f для двох видів феритів.

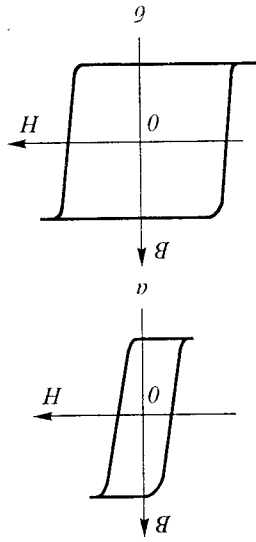
Як правило, вища частота матеріалу вказується у технічних характеристиках матеріалу, звичайно при $\text{гд} = 0.1$. Додатність дроселя визначається як

$$\bar{Q} = \frac{1}{\omega L_c} = \frac{R_{\text{в.ст}} + R_{\text{в.м}}}{\omega L_c}$$



При введенні осердя $\bar{Q}$ росте за рахунок μ_c . Проте з ростом частоти μ_c зменшується, а $R_{\text{в.ст}}$ збільшується так, що в кінці кінців добротність дроселя з осердям $\bar{Q}_c$ стає рівною добротності дроселя без осердя: $\bar{Q}_c = \bar{Q}$. Це означає, що на таких частотах введення осердя не дає позитивних результатів і слід застосовувати котушки індуктивності без осердя.

Всі магнітні матеріали підпадають на магнітомагнітні та магнітотверді. Магнітомагнітні матеріали мають вузьку петлю гістерезису (рис. 3.17, а); вони володіють малим запасом магнітної енергії і легко перемagnetнюються, магнітна проникність μ у слабких та середніх полях велика. З магнітомагнітних матеріалів виготовляються осердя дроселів та трансформаторів електронних вузлів. Магнітотверді матеріали мають широкую петлю гістерезису (рис. 3.17, б) та великий запас магнітної енергії. Їх використовують для виготовлення сталей магнітні.



По типу матеріалу магнітні матеріали поді-

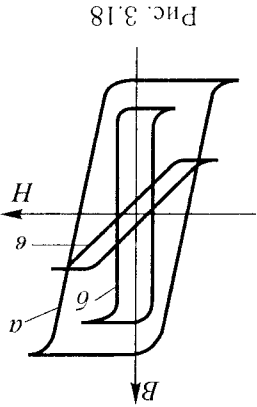


Рис. 3.18

ляються на три типи: феромагнітні (електротехнічні сталі, пермалой), магнітодіелектрики, ферити.

1. Електротехнічні сталі мають петлю гістерезису (рис. 3.18, а) з великим значенням індукції. Трансформаторна електротехнічна сталь легується кремнієм, який знижує втрати на гістерезис, збільшує μ у слабких і середніх полях, знижує магнітострикцію, тобто зміню розмірів осердя під впливом магнітного поля, збільшує твердість, міцність на розтягування, проте надає сталі крихкість. Велике значення індукції B дозволяє використовувати електро-технічні сталі в потужних магнітних елементах. Сталі випускаються у вигляді тонкого листа: сталі E31—E34 та E41—E48 гарячого прокату, сталі E310—E370 — холоднокатані, вони мають більш високі значення μ . Друга цифра в марці сталі вказує ступінь легування. Сталі застосовуються на частотах 50 Гц (марки E310—E330 з товщиною листа 0.35—0.5 мм) та 400 Гц (марки E340—E370 з товщиною листа 0.35—0.35 мм). На більш високих частотах сталі використовувати не можна через зростання втрат на вихрові струми. Сталі тонше за 0.1 мм дуже пористі, вони мають великі втрати на гістерезис. Магнітна проникність сталей звичайно $\mu = 6000 - 8000$, але доходить до $\mu = 200000$.

Основні властивості електротехнічних сталей подані в табл. 3.5

Таблиця 3.5

Марка сталі	Товщина листа, мм	Магнітна індукція, Тл	Питома втрата, Вт/кг	Частота, Гц
E31	0.5	1.72—1.94	2.0—4.4	50
E42	0.35	1.46—1.92	1.6—3.6	50
E310	0.5	1.29—1.89	1.4—3.1	50
E340	0.35	1.29—1.89	1.2—2.8	50
E310	0.5	1.6—1.98	1.1—3.2	50
E340	0.35	1.65—1.98	0.8—2.5	50
E360	0.15	1.47—1.7	10—21	400
E360	0.05	1.65—1.82	7.5—16	400
E360	0.15	1.65—1.82	10—23	400
E360	0.05	1.65—1.82	8.0—19	400

Листи електротехнічної сталі вкриті окатиною, яка має значний опір та міцність, достатню для локалізації вихрових струмів у межах одного

маленькі втрати серед усіх магнітних матеріалів. Це дозволяє використо-

увати їх у металургічному діапазоні.

Таблиця 3.6

Матеріал	Магнітна проникність, μ	$\delta_r \cdot 10^9$, m/A	$\delta_B \cdot 10^9$, I/Tl	$\delta_{вг} \cdot 10^3$	TK $\cdot 10^{-6}$, l/K
Карбонильне залізо	9,5—21	1,25—4,6	0,5—6,7	0,05—0,85	-50 — — +240
	6—90	3,6—90	2—1000	0,4—3	-600 — +150
Альсифер	100—10000	90—37500	4—1500	5—50	+400 — — +5000
Ферити					

4. Ферити також є високоякісними магнітним матеріалом, але вони перевищують магнітодіелектрики великим значенням μ і мають малі втрати на вихрові струми. Ферити можна використовувати до металургічного діапазону частот. Малі втрати обумовлені високим питомим опором матеріалу, який є напівпровідником: ρ феритів у 10^6 разів більше, ніж у сталі або нікелю.

Хімічна формула феритів $MeO \cdot Fe_2O_3$, де Me — символ двовалентного металу. Зустрічаються і більш складні структури феритів. Ферити виготовляють наступним чином: спочатку вихідну сировину подрібнюють, потім формують у сталевих формах і проводять випалювання в печах. Ферити являють собою кераміку. Найбільш якісні ферити виготовляють не з окислів, а із солей металів: окисли відновлюються при випалюванні. Але такий спосіб виробництва більш складний. При випалюванні ферити змінюють свої розміри, тому феритові осердя мають електричний розкид лінійних параметрів, а механічний обробці (окрім шліфування та поліровки) ферити не підлягають, тому що кераміка — матеріал крихкий.

Випускаються магнітотверді ферити. Перші одержані з окислів нікелю, марганцю, цинку, літію, міді. Найбільш розповсюджені нікелево-цинкові, марганцево-цинкові та літєво-цинкові ферити. Основні властивості феритів наведені в табл. 3.7. Високоякісні ферити мають менші значення μ .

Складність структури феритів обумовлює нестабільність їх параметрів. Залежність μ від температури велика (див. табл. 3.6). Крім того, феритам властиві випадкові зміни проникності μ та величини TK μ з часом. Чим більше μ , тим менша їх стабільність. При необхідності наведені в табл. 3.6, де вони порівнюються з властивостями феритів. Магнітодіелектрики мають невелике значення μ , але в них міні-

малі після механічної обробки порушує магнітні властивості, тому після неї потрібен відпал з захистом від окислення.

2. Залізнікелеві сплави (пермалой) мають більшу індукцію у слабких полях (рис. 3.18, б), тобто втяжку та круту петлю гістерезису. Їх використовують в магнітних трансформаторах та імпедансних пристроях. Промисловість випускає 12 видів пермалойів, які підпадають на 2 групи:

а) високонікелевий пермалой (нікелю до 80%) має велике початкове μ та високий питомий опір ρ , тому має малі втрати на вихрові струми. Тонкий пермалой марок 79НМ та 80НХС може застосовуватися до частот 10—50 кГц. Ці сорти мають $\mu = (10-25) \cdot 10^3$;

б) низьколегований пермалой (нікелю до 50%) має менше μ , але опір ще більший. Товщина листа до 0,02—0,04 мм. Марки 45Н та 50Н мають більшу максимальну індукцію. Марки 50НП та 65НП мають форму петлі гістерезису, близьку до прямокутної, що дозволяє ефективно використовувати їх в ряді електронних вузлів в якості нелинійного елемента. У цих марок початкове $\mu = 2\,000-3\,000$, максимальне $\mu = 18\,000$ і більше.

Пермалой намотуються у стрічкові осердя для ізоляції шарів пермалой покривають окислами алюмінію, хромово або кремнію. Матеріал чутливий до механічної обробки; для відновлення його магнітних властивостей потрібний відпал при температурі 1000—2000 градусів з захистом від окислення.

3. Магнітодіелектрики виготовляються на основі фероматеріалів у вигляді дрібнозернистого порошку, змішаного з шаром діелектрика (скляного, поліестерного, фенолформальдегідного смоли та ін.). Малі розміри зерен (1—100 мкм у діаметрі) забезпечують малі втрати на вихрові струми. Чим менше розміри зерен, тим менший $\lg \rho$, проте зменшується вміст магнітного матеріалу в осерді та значення μ . В якості фероматнітного порошку використовують карбонільне залізо — хімічно чисте залізо, яке одержують при хімічному розкладі пентакарбонілу заліза $Fe(CO)_5$. Одержані на його основі магнітодіелектрики мають дуже малі втрати в широкому діапазоні частот. Крім того, в якості фероматнітного порошку використовують альсифер: сплав заліза, кремнію та алюмінію. Параметри альсиферу гірші, ніж у карбонільного заліза, але залежність μ від температури не так велика, що дозволяє компенсувати температурну нестабільність індуктивності. Альсифер дешевше за карбонільне залізо. Основні властивості магнітодіелектриків наведені в табл. 3.6, де вони порівнюються з властивостями феритів.

створення високостабільних магнітних елементів перевагу слід віддавати магнітодіелектрикам.

Таблиця 3.7

Вид фериту	Магнітна проникність	Гранична частота, Гц	Точка Кюрі, °С
Нікелево-цинкові	I група 2000—6000 II група 1000—1600 III група 100—150 IV група 5500—6000 Літєво-цинкові	10^5 10^6 10^7 до $2 \cdot 10^8$ 10^5	70—110 120—200 300—400 — — Більше 300

Для проведення експериментальних розрахунків використовують одну з еквівалентних схем, наведених на рис. 3.19, а, б. В них враховані активний опір проводу r_{np} , індуктивність L , втрати у магнітопроводі $R_{вст}$ та ємність C . За допомогою еквівалентної ємності C враховують наявність міжвиткових ємностей, ємності виводів котушки, ємності окремих витків відносно навіколишньої його арматури. Слід відмітити, що L та $R_{вст}$ не рівні одне одному. Тому ці параметри повинні бути прив'язані до певної еквівалентної схеми.

Для зниження r_{np} обмотки котушок намагаються внамотувати достатньо товстим проводом, застосовувати спеціальний багатожильний провід (літцендрат). Магнітопроводи та осердя вибирають з малими втратами на вихрові струми та гістерезис.

Для зменшення ємності котушки виготовляють секціонованими, по можливості розносять витки з максимальною різницею потенціалів, зменшують об'єм діелектрика в експериментальному полі котушки (наприклад, використовують каркаси з спеціальними проточками), екрани розташовують далі від обмотки.

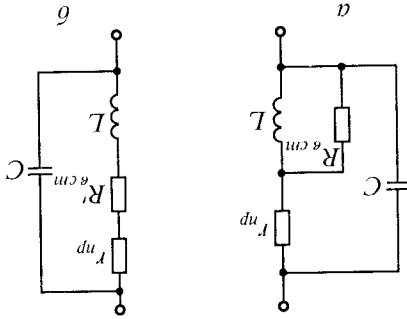


Рис. 3.19

Температурні зміни індуктивності котушок без феромагнітних осердь порівняно невеликі і залежать від стабільності геометричних розмірів. При наявності феромагнітних осердь необхідно враховувати температура-залежність феромагнітних елементів.

Турний коефіцієнт магнітної проникності, який у різних матеріалів лежить в межах 0,005—1 %/°С.

Одним із різновидів дроселів є реактор. Його основне призначення — забезпечити великий опір для змінних струмів і малий для постійних або низькочастотних струмів.

Реактори бувають низької та високої частоти. Перші використовуються у випрямних пристроях при створенні фільтрів для згладжування пульсацій. Їх застосовують у тих випадках, коли джерело живлення повинно віддавати великий струм (ампери — сотні ампер) та потрібно зберігати малі пульсації постійної напруги. В магнітному колі магнітопроводу робиться повітряний проміжок $h = 0,05 \div 0,1$ мм. Наявність цього захисає магнітне коло від насичення постійним струмом, значення якого достатньо велике, тому що реактор вмикають послідовно з опором навантаження. Індуктивність та активний опір реакторів низької частоти розраховують, виходячи з параметрів, які необхідно одержати у джерела живлення. При цьому завжди необхідно знати значення постійного струму навантаження.

Реактори також використовуються у колах з імпульсними напругами та струмами як складові елементи коливальних LC-контурів або елементів, що обмежують швидкість зміни імпульсних струмів у схемі. Реактори низької частоти випускаються серійно. Їх позначення: ДІ — ДІ274 — реактори уніфіковані, радіопаратури; Д, Др — реактори фільтрів для побутової радіопаратури. У ряді випадків вони мають іні обмотки: основну та компенсаційну. Компенсаційна обмотка при з'єднанні може з'єднуватися послідовно з основною з'єднано або зустрічно. При з'єднанні з'єднанні (початок компенсаційної з'єднаний з кінцем основної) індуктивність реактора збільшується, при зустрічному (кінці з'єднанні з'єднанні разом) — зменшується.

Реактори високої частоти використовують у високочастотних електронних колах, де пропускають струми тільки відносно низьких частот. Вони являють собою котушки індуктивності, намотані внавал або з певним розком на діелектричний каркас. При цьому прагнуть, щоб їх ємність була мінімально можливою, а індуктивність — не менше потрібної. Трансформатори називають статичний електроматнітний пристрій, який забезпечує перетворення параметрів змінних напруг та струмів. Трансформатори дозволяють змінювати рівні та фазу напруг (струмів), підключати опори джерела сигналу та навантаження; забезпечувати підвищення розв'язування окремих кіл.

Зараз переважно застосовуються електроматнітні трансформатори. Принцип дії яких ґрунтується на перетворенні енергії електричного поля

Броньові трансформатори (рис. 3.20, б) мають розташоване на середньому стрижні. Такі трансформатори відносяться до числа найбільш простих та дешевих у виробництві. Недоліками їх є відносно висока чутливість до наводок, великий потік розсіяння та погане охолодження обмоток.

Трансформатори на торoidalьних осердях (рис. 3.20, в) найбільш складні та дорогі. Основними перевагами їх є дуже мала чутливість до зовнішніх магнітних полів та мале значення потоку розсіяння. Обмотки в трансформаторах торoidalьної конструкції намотуються рівномірно по всьому тору, що дозволяє ще більше зменшити магнітні потоки розсіяння.

Магнітопроводи для трансформаторів виготовляють декількох типів. Броньові стрижки: ШЛ — з найнижчою масою; ШЛМ — із зменшеними втратами міді; ШЛО — із збільшеною шириною вікна; ШЛП — з найменшим об'ємом; ШЛР — найменшої вартості; стрижневі стрижки: ПЛ — з найменшою масою; ПЛМ — із зменшеними втратами міді; ПЛР — найменшої вартості; торoidalьні стрижки з найменшою масою — ОЛ.

Основною особливістю використання трансформаторів в силовій електроніці є те, що в багатьох типах перетворювачів напруги та струми в обмотках трансформаторів мають несинусоїдну форму.

В залежності від схеми перетворювача, режиму його роботи та потужності різні параметри трансформатора виявляють значний вплив на електромагнітні процеси, які протікають в окремих колах схеми. Тому розглянемо параметри, які характеризують роботу трансформатора.

На рис. 3.21, а зображена магнітна система однофазного двообмоткового трансформатора, первинна w_1 та вторинна w_2 обмотки зв'язані між собою спільним магнітним потоком Φ_0 , який замкається по магнітопроводу. Через те, що просторове розміщення первинної та вторинної обмоток звичайно різне, а магнітна проводність магнітопроводів реальних трансформаторів має обмежене значення, крім спільного магнітного потоку у кожній обмотці виникає додатковий потік, який буде зчеплений тільки зі своєю обмоткою. Такий потік називається потоком розсіяння Φ_s . Потоки розсіяння тим менші, чим рівномірніше уздовж осердя і ближче одна до одної розташовані обмотки, а також чим вища магнітна проникність сталі. В порівнянні з спільним потоком Φ_0 потоки розсіяння Φ_{s1} та Φ_{s2} у багатопарів менші.

Еквівалентна схема однофазного трансформатора після приведення обмоток трансформатора до кількості витків вторинної обмотки зображена на рис. 3.21, б. За таких умов параметри вторинної обмотки: r_2 — активний опір, L_{s2} — індуктивність, обумовлена потоком розсіяння

в енергію магнітного поля і зворотному перетворенні останньої. Тим самим здійснюється передача електричної енергії з одного кола в друге. Такий трансформатор складається з феромагнітного магнітопроводу та розташованих на ньому обмоток. Обмотка, яка підмикається до первинної живильної мережі (джерела сигналу), називається первинною, а обмотки, до яких підмикаються кола навантаження, — вторинними.

Розрізняють силові трансформатори та сигнальні.

Силові трансформатори електронної апаратури — це трансформатори, призначені для перетворення напруги електричної мережі в напруги, потрібні для живлення електронних пристроїв.

Сигнальні трансформатори — це трансформатори малої потужності, призначені для точної передачі та перетворення електричних сигналів. Їх підрозділяють на входні (що забезпечують узгодження входних опорів електронних вузлів та джерел сигналу), вихідні (що забезпечують узгодження вихідних опорів електронних пристроїв з навантаженням) та імпульсні (що забезпечують перетворення та формування імпульсних сигналів).

Магнітопроводи трансформаторів бувають: стрижневі, броньові та торoidalьні (рис. 3.20).

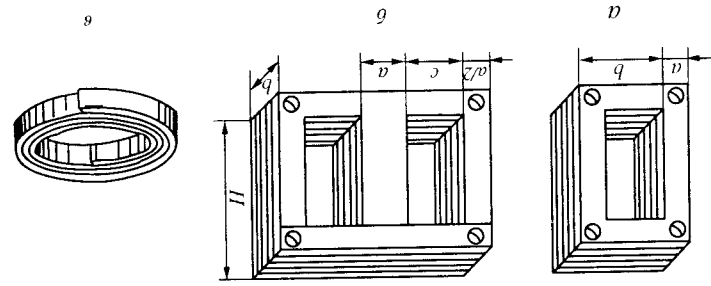


Рис. 3.20

Трансформатори з стрижневими магнітопроводами (рис. 3.20, а) мають нерозташоване магнітне коло, яке володіє відносно великим значенням потоку розсіяння та кращими умовами охолодження обмоток, тому що вони розташовані на різних стрижнях. Такі конструкції менш чутливі до зовнішніх магнітних полів у зв'язку з тим, що ЕРС завади, які наводяться в обох котушках, протилежні за знаком, тому частково або повністю знищуються. Вказані особливості дають перевагу при виготовленні трансформаторів великої потужності. Їх недоліки — великі потоки розсіяння та більші, ніж у броньових трансформаторів, масштабовані показники.

вторинної обмотки і C_2 — міжвиткова ємність вторинної обмотки, залишаються без зміни. Без зміни залишаються електричні параметри

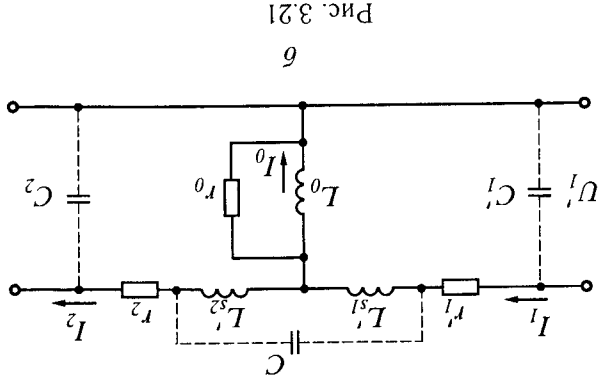
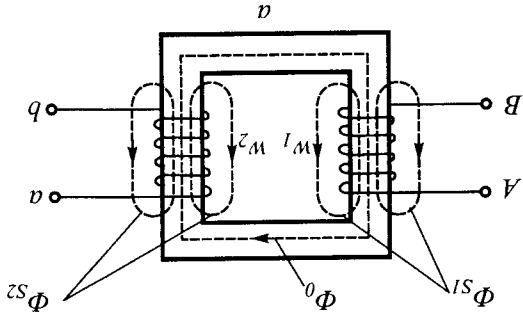


Рис. 3.21

вторинної обмотки — ЕРС та струм. Змінюється тільки параметри первинної обмотки і величина підведеної змінної напруги u_1 . Активний опір, індуктивність розсіювання та міжвиткова ємність приве-

$$r'_1 = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 r_1 = n^2 r_1; L'_1 = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 L_{s1} = n^2 L_{s1}; C'_1 = C_1/n^2,$$

де w_1 та w_2 — кількість витків первинної і вторинної обмоток трансформатора; $n = w_2/w_1$ — коефіцієнт трансформації; r_1, L_{s1}, C_1 — активний опір, індуктивність розсіювання і міжвиткова ємність реальної (неприведеної) первинної обмотки. Напруга на входних клеммах приведеної первинної обмотки дорівнює при холостому ході величині ЕРС вторинної обмотки

$$u'_1 = \frac{w_1}{w_2} \cdot u_1 = e_2.$$

Індуктивність L_0 враховує струм намагнічування I_0 , потрібний для створення потоку Φ_0 . Опір r_0 враховує втрати у магнітопроводі на гістерезис і вихрові струми.

Параметри елементів еквівалентної схеми визначаються звичайно з дослідів холостого ходу і короткого замикання трансформатора. Літими енергетичні показники перетворювачів у значній мірі визначаються габаритними розмірами і масою електромагнітних елементів, зокрема трансформаторів. Тому при їх проектуванні важливо точно сформулювати вихідні дані: значення та форми струмів і напруг, частоти, перевищення температури відносно навколишнього середовища та ін. Важливим фактором, що визначає масогабаритні показники трансформатора, є його робоча частота. Так, наприклад, при синусоїдальній формі напруги на обмотках трансформатора (або реактора) втрати в його магнітопроводі, виготовленому з сталі або магнітних сплавів, визначаються за формулою

$$P_c = A f^{3/2} B_m^2, \quad (3.4)$$

де P_c — питомі втрати, B_m/cm^3 ; f — частота перематнічування, Hz ; B_m — амплітуда магнітної індукції, T ; A — емпіричний коефіцієнт, що характеризує питомі втрати для конкретного матеріалу.

Параметр A для найбільш розповсюджених матеріалів має наступні значення: 580 (електротехнічні сталі товщиною 0,05 мм), 360 (сплави 50Н товщиною 0,05 мм), 90 (сплави 80 НХС товщиною 0,05 мм). Для феритів питомі втрати визначаються значенням тангенсу кута втрат за формулою

$$P_c = \pi \cdot B_m^2 \operatorname{tg} \delta / \mu_r, \quad (3.5)$$

де μ_r — відносна магнітна проникність. Формули (3.4) і (3.5) справедливі для синусоїдальної напруги. При несинусоїдальній напрузі питомі втрати зростають, що можна врахувати введенням коефіцієнта γ_H

$$P_c'' = \gamma_H P_c,$$

де γ_H — коефіцієнт, який визначається при розкладанні періодичної функції у ряд Фур'є. Втрати в міді обмоток при змінному струмі будь-якої форми визначаються відомим співвідношенням

$$P_m = I^2 r_{\sim},$$

де I — діюче значення струму обмотки; $r_{\sim}$ — еквівалентний опір обмотки.

З підвищенням частоти зростає вплив індуктивностей розсіяння L_{s1} і L_{s2} , а також «паразитних» ємностей C_1 і C_2 (див. рис. 3.21, б).

Формули (3.4) і (3.5) приблизно визначають співвідношення між табаритними розмірами і потужністю трансформатора. Більш точні співвідношення враховують вплив частоти. Залежність об'єму магнітного проводу V_c трансформатора від його потужності S_{tr} і частоти визна-

чається за формулою

$$V_c = \sqrt{A/k_m} \frac{S_{tr} f^{1/4}}{\Delta T} \quad (3.6)$$

де ΔT — перевищення температури, °C; k_m — коефіцієнт заповнення вікна магнітопроводу провідниковим матеріалом.

З (3.6) витікає, що чим вище частота, тим кращі питомі показники об'єму і маси трансформатора. Проте можливість підвищення частоти у цьому відношенні не безмежна. Завжди існує гранична (критична) частота, перевищення якої не веде до подальшого зменшення об'єму електромагнітного трансформатора. Окрім втрат енергії в магніто-

проводі потрібно враховувати також вплив індуктивностей розсіяння обмоток трансформатора, які суттєво впливають на коефіцієнт передачі напруги на підвищеній частоті.

Для однофазних трансформаторів середньої потужності з врахуванням взаємозв'язку їх параметрів, які включають індуктивність розсіювання, значення граничної частоти може бути визначено з наступного співвідношення

$$f_{tr} = 1,75 \cdot 10^6 \frac{A k_p}{\Delta T} \sqrt{S_{tr}} \quad (3.7)$$

де k_p — коефіцієнт, враховуючий спосіб різки магнітного матеріалу. Якщо прийняти об'єм трансформатора на частоті $f_0 = 50$ Гц і при перетві на 50° С базове значення, то з урахуванням співвідношення (3.7) можна визначити, у скільки разів зменшиться об'єм трансформатора при збільшенні робочої частоти

$$\frac{V_0}{V_{tr}} = 23 (A k_p \sqrt{S_{tr}})^{-1/4} \quad (3.8)$$

де V_0 і V_{tr} — об'єми магнітопроводів при f_0 і f_{tr} відповідно. З (3.8) слідує, що максимальне зменшення об'єму трансформатора при збільшенні робочої частоти обумовлено втратами в магнітопроводі, потужністю та допустимим перепадом.

Для прикладу в табл. 3.8 наведені значення граничних частот для стрижневих (ПЛ) магнітопроводів різних марок.

Матеріал	A	Густина, г/см³	Гранична частота, Гц	
			ПЛ	ЛЛ
Сталь Е360А (товщина 0,08 мм)	580	7,6	7 230	8 735
	360	8,2	27 960	52 420
Сталь 80НХС	90	8,2		
Ферит 2 500НМС	120	4		

Вплив частоти на об'єм магнітопроводів стрижневого типу для трансформаторів потужністю 2 кВт, виконаних з різних матеріалів, показано на рис. 3.22 (1 — сталь Е360А, 0,08 мм; 2 — сталь 50Н, 0,05 мм;

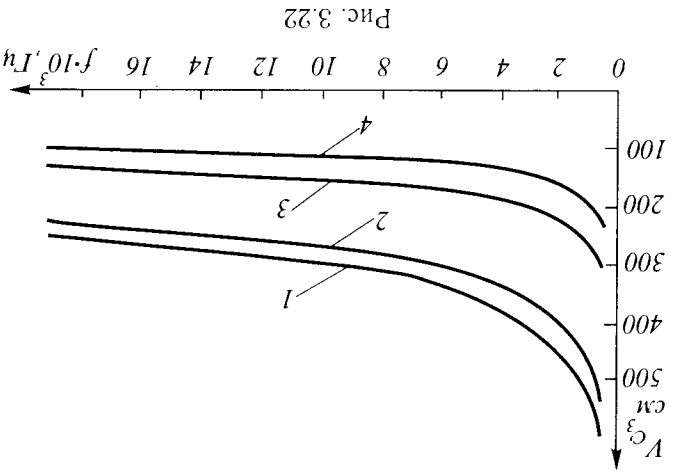


Рис. 3.22

3 — сталь 80НХС; 4 — ферит 2500НМС). Згідно приведенням залежностям степенів граничного зменшення об'єму магнітопроводу незначно змінюється в залежності від марки застосованого матеріалу. Слід ще раз відмітити, що значення f_{tr} у значній мірі визначається опором індуктивностей розсіяння. Тому для збільшення f_{tr} слід приймати спеціальні міри, які приводять до зменшення цих індуктивностей: секціонування обмоток, поліпшення конструкції та ін. У цілому ж визначальним фактором у об'ємі трансформатора є матеріал магнітопроводу. На підвищених частотах застосовують холоднокатані сталі з малими питомими втратами на перемагнічення. Чим менша товщина стрижки, з якої

сотень $к/л$), то активный опір проводу обмотки збільшується через поверхневий ефект та ефект близькості. Для зменшення впливу частоти на активний опір обмоток їх намотують декількома скрученими і з'єднаними разом проводами (ліцендратом). При цьому суттєво збільшується різальгуюча поверхня, по якій тече електричний струм на підвищених частотах, і зменшується зміна активного опору обмоток з частотою (на високих частотах струм тече по поверхні, практично не потрапляючи в середину проводників).

Для зменшення власної ємності використовують конструктивні заходи, за допомогою яких зводять до мінімуму значення ємності між шарами обмотки і магнітопроводом і ємності між шарами обмотки. Зокрема, застосовують секціонування обмоток, спеціальні типи намоток, електростатичні екрани, раціональне заземлення та з'єднання кінців, діелектрики з малою величиною діелектричної проникності. Нелінійні спотворення обумовлені тим, що індуктивність L_0 і опір

втраг t_0 залежать від значення маргіної індуїції у маргітопороді трансформатора: $L_0 = f(B)$, $t_0 = f(B)$. В результаті цього співвідношення між опорами еквівалентної схеми змінюються в залежності від рівня вхідного сигналу, а відповідно змінюється коефіцієнт трансформативності трансформатора. Це приводить до спотворень форми вихідного сигналу, які називаються нелінійними спотвореннями.

Імпульсними трансформаторами (ІТ) називаються спеціальні типи сигнальних трансформаторів, призначені для трансформації або формування імпульсів напруги (струму) різної форми. Основною величиною, яка перед'являється до ІТ, є вимірювана малих або певних спотворень форми імпульсу. На рис. 3.23 показано типові спотворення форми прямокутного імпульсу, який передається через імпульсний трансформатор.

Збільшення тривалості t_{Φ} фронту імпульсу (швидкого наростання сигналу) обумовлено дією індуктивностей розсіювання L_{s1}, L_{s2} і ємності C_1, C_2 трансформатора.

Відносний спад $\gamma = \Delta U_2 / U_2^{zm}$ вершини імпульсу пояснюється кінцевим значенням індуктивності намагаються L_0 .

Важливою особливістю роботи ІТ є те, що звичайно трансформовані імпульси є однополярними і тому магнітопровід перематнічують по частковому несиметричному гістерезисному циклу (рис. 3.24). В цьому випадку він характеризується імпульсною магнітною проникністю $\mu_1 = \Delta B / H^m$. З рис. 3.24 видно, що величина μ_1 може бути суттєво

менше величини $\mu = B^m / H^m$ внаслідок того, що $\Delta B < B^m$. Для збільшення імпульсної проникності μ , яка визначає величину імпульсивності імпульсного намагнічення L , необхідно використовувати в ІТ осердя з

виготовляють магнітопровід, тим менші втрапи від вихрових струмів і слабша залежність магнітної проникності від частоти. На частотах більших 20 кГц раціонально використовувати ферити, які мають високий питомий електричний опір струмам підвищеної частоти.

Перспективними єлектроматеріалами для силових єлек-
троніки є металеві сплави з аморфною структурою. Вони володіють
високими магнітними та механічними характеристиками, які забез-
печують значні переваги перед традиційними матеріалами у відношенні
поліпшення масогабаритних показників єлектроматеріальних елементів.
Особливо слід відзначити низькі втрати окремих марок аморфних спла-

вів на підвищення частот (наприклад, сплав марки 24KHCP має питомі витрати 8 Вт/кГ при частоті 20 кГц та магнітній індукції $0,2 \text{ Тл}$). Проте високий рівень магнітних властивостей аморфних сплавів досягається після спеціальної термічної обробки в магнітному полі. Велика залежність магнітних властивостей від технології виготовлення стримує широке, серйозне випробування аморфних сплавів.

Вишеказане багато в чому відноситься не тільки до трансформаторів, а й до реакторів. Об'єм реактора на підвищених частотах також в основному визначається втратами в магнітопроводі. З цієї точки зору при малих значеннях енергоємності реактора доцільно використовувати магнітодіелектрики, наприклад, альсифери або ферити. Якісно ж енергоємність реактора велика, при малій потужності індук-

тивності раціональним виявляється використання повітряних конструкцій (без матіюпововоду).

сигналів та навантажень. Частоти спотворення сигналу спостерігаються як в області низьких, так і в області високих частот. В області низьких частот вони обумовлені малим значенням опору індуктивності L_0 (рис. 3.21, б), внаслідок чого певна частина електричного струму, створеного вхідним сигналом, відгалужується до неї. В області високих частот частоти спотворення обумовлені наявністю індуктивностей роз-

Але з їх наявністю необхідно рахуватися. Якщо трансформатор працює на достатньо високій частоті (вище

$$1) L_n \geq \frac{t_1 R_1 R_2}{(R_1 + R_2) \lambda},$$

$$2) \Delta B \leq (B_s - B_r).$$

$$\text{де } L_n = \frac{\mu_0 \mu_n w_1^2 k_c S_c}{R_1 + R_2}, \quad R_1 = r_1 + R_r, \quad R_2 = (r_2 + R_n)/n^2, \quad n = w_2/w_1$$

(r_1, r_2, R_r, R_n — активні опори первинної і вторинної обмоток, джерела сигналу та навантаження; k_c — коефіцієнт заповнення сталю площини перебігу магнітопроводу S_c , який має середню довжину магнітної

силової лінії l_c). Перша вимога визначає допустимий спад вершини імпульсу, а друга забезпечує відсутність насичення осердя.

Через те що величини L_n та L_s пропорційні квадрату кількості витків, але величина індуктивності L_s (на відміну від величини L_n) не залежить від магнітної проникності μ_n , в ІТ прагнуть вико-

ристовувати матеріали з можливо більшою величиною μ_n . Більша величина μ_n дозволяє одержати необхідну величину L_n при меншій

кількості витків і виконати обмотки одношаровими, рівномірно розпо-

діленими по магнітопроводу.

Для зменшення величини власної ємності ІТ необхідно початки (кінці) одношарових обмоток наближати один до одного та віддаляти високо-

вольтні обмотки від магнітопроводу. Бажано також залишати магніто-

провід незаземленим.

Звичайно в ІТ малої потужності використовують торіальні магнітопроводи з дуже малим магнітним потєм розсіювання. В обчислю-

вальній техніці широко використовуються імпульсні трансформатори

на магнітопроводах з прямокутною петлею пістерезису.

Повне умовне позначення уніфікованих трансформаторів складається

з літер, що вказують його тип, і цифр, що характеризують основні

параметри. Застосовують наступні літери позначення: «А» — транс-

форматор живлення анодних кіл; «ТН» — трансформатор живлення розжарювальних кіл; «ТАН» — трансформатор живлення анодно-роз-

жарювальних кіл; «ТНП» — трансформатор живлення пристроїв на

напівпровідникових приладах; «ТС» — трансформатор живлення побу-

тової апаратури; «ТТ» — трансформатор живлення топодіальних; «ТБТ» — трансформатор вхідний для трансисторних пристроїв; «ТОТ» — транс-

форматор вихідний для трансисторних пристроїв; «ТМ» — трансформатор

малою заглибковою магнітною індукцією B_r і великою величиною індукції насичення B_s . При розрахунку ІТ необхідно також урахувати

розмагнічувальну дію вихрових

струмів. Ураховання цього ефекту

досягається заміною μ_1 на позірну

магнітну проникність $\mu_n < \mu_1$.

Меншій величині μ_n відповідає і

менша величина позірної індук-

тивності намагнічування L_n . Для

зменшення розмагнічувальних ви-

хрових струмів в магнітопроводі

необхідно зменшувати товщину

пластин. При коротких імпульсах

магнітної індукції товщина пластин

необхідно зменшувати товщину

магнітної індукції товщина пластин

магнітної індукції товщина пластин

магнітної індукції товщина пластин

магнітної індукції товщина пластин

магнітної індукції товщина пластин

магнітної індукції товщина пластин

магнітної індукції товщина пластин

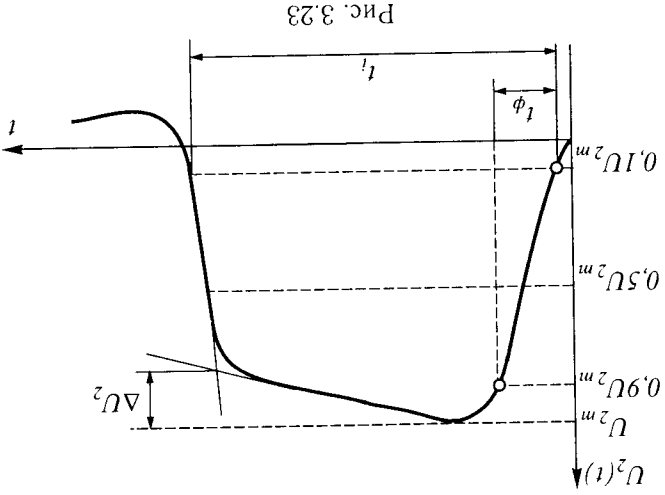


Рис. 3.23

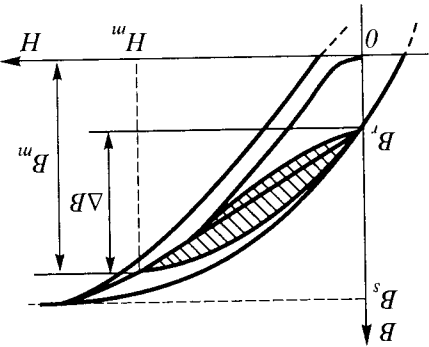


Рис. 3.24

Матеріал, габарити магнітопроводу і кількість витків повинні забезпечувати одночасне виконання наступних умов:

осердя.

Необхідно відмітити, що вихрові струми зменшують

величину індуктивності намагнічування і збільшують теплові втрати в

вихрові струми. Необхідно відмітити, що вихрові струми зменшують

величину індуктивності намагнічування і збільшують теплові втрати в

вихрові струми. Необхідно відмітити, що вихрові струми зменшують

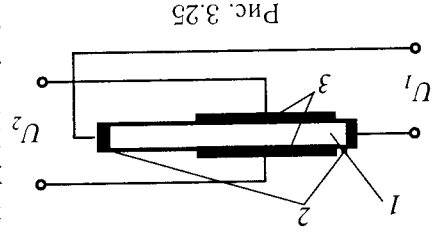
величину індуктивності намагнічування і збільшують теплові втрати в

«ТИМ» — трансформатор імпульсний малопотужний. Так, наприклад, малопотужний трансформатор живлення електронної апаратури, який може підмикатися до напруг 127 і 220 В з частотою живильної мережі 50 Гц, має позначення ТА7-127/220-50.

В окремих випадках застосовують безобмоткові трансформатори, в яких використовується п'єзо ефект. Такі трансформатори вигідно застосовувати при одержанні великого коефіцієнта трансформації $n = 10...1000$ та малої потужності сигналу, що передається.

П'єзо ефектом називають властивості деяких матеріалів змінювати свої геометричні розміри під впливом електричного поля або утворювати на гранях пов'язані різноміненні заряди при їх розтягу або стиску. П'єзо- ефект спостерігається в таких матеріалах, як кварц, сегнетова сіль, турмалін, титаніт барію, п'єзокераміка та ін.

П'єзотрансформатори складаються з п'єзоелемента з нанесеними на нього електродами і корпус з контактами. Простіший п'єзотранс- форматор має п'єзокерамічну пластину прямокутної форми, на яку методом випікання нанесені електроди з срібла (рис. 3.25; 1 — пластина з сегнетодіелектрика; 2, 3 — електроди).



До однієї пари електродів під- микається вхідна напруга, яка утворює електричне поле в ділект- рику. В результаті в п'єзоелементі виникають коливання і відповідні ділянки його деформуються. На деформованих ділянках з'являється ЕРС, яка може бути знята за допомогою правильно розміщених електродів. Вибором параметрів п'єзоелемента, геометрії та розташування електродів можна одержати коефіцієнт трансформації в декілька сотень і більше. Такі трансформатори не володіють широкосмуговістю і добре працюють на визначених частотах (рис. 3.26, а). При закріпленні п'єзоелемента у корпусі взяти кріплення розташовують у місцях мінімальної амплітуди механічних коливань. Амплітудна характеристика п'єзотрансформатора має суттєву нелінійність (рис. 3.26, б). Тому він не може бути ефективно використаний для точного перетворення сигналу.

Проте у колах, де не потрібна особлива точність, а важливий лише високий коефіцієнт трансформації при малій вихідній потужності (до 5 Вт), вони можуть успішно конкурувати з трансформаторами електромагнітного типу.

Існує гранична напруга живлення електричного поля, перевищення якої

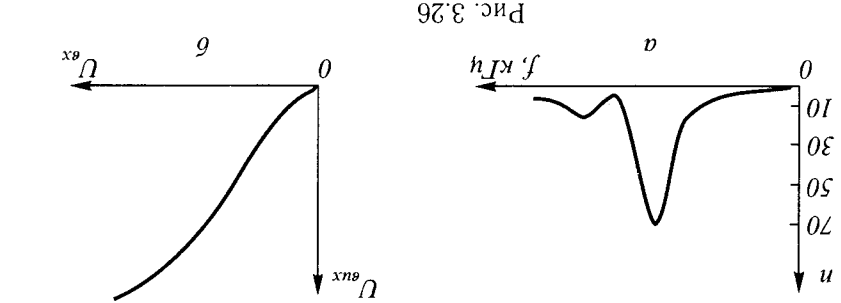


Рис. 3.26

приводить до перегибу п'єзоелемента, що знижує надійність п'єзотранс- форматора. Тому допустимому напруженості слід обирати в залежності від матеріалу і допустимого перегибу п'єзотрансформатора.

Основні параметри дроселів (реакторів)

1. Номінальна індуктивність.
2. Допустиме відхилення індуктивності (різниця між граничним і номі- нальним значеннями).
3. Температурний коефіцієнт індуктивності

$$TKL = \Delta L / (L \Delta T)$$

4. Температурна нестабільність індуктивності (відносна зміна індук- тивності, яка викликана зміною температури).
5. Температурний коефіцієнт добротності

$$TKD = \Delta Q / (Q \Delta T)$$

6. Власна ємність дроселя (електрична ємність), яка складає з його індуктивністю резонансний контур, і виміряна на частоті власного резо- нансу.
 7. Робочий діапазон температур (мінімальна і максимальна).
- Для реакторів, які використовують у колах живлення, важливі: 1) струм підмагнічування I_0 ; 2) індуктивність L ; 3) опір обмотки реактора постійному струму.

Основні параметри трансформаторів живлення

1. Номінальна напруга первинної обмотки U_1 .
2. Номінальний струм первинної обмотки I_1 .
3. Напруга вторинної обмотки U_2 .
4. Струм вторинної обмотки I_2 .

5. Напряга холостого ходу U_0 (напряга на розмікнений вторинний обмоти).

6. Номінальна потужність (сума потужностей вторинних обмоток).

7. Коефіцієнт трансформації.

8. Частота живлення.

Для низькочастотних вихідних трансформаторів також важливі: 1) смуга частот (обмежується нижньою f_H і верхньою f_B частотами робочого діапазону); 2) опір навантаження (звичайно задається на середній частоті); 3) номінальна вихідна потужність; 4) коефіцієнт корисної дії. Для сигнальних трансформаторів параметри задаються в залежності від їх призначення.

Умовне позначення трансформаторів показано на рис. 3.27 (а — магнітопровід з сталі; б — феромагнетика).

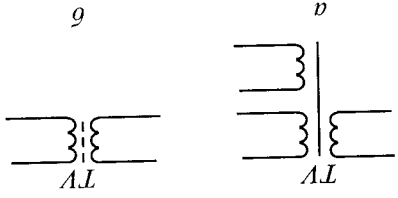


Рис. 3.27

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. Як підрозділяються резистори?
2. Які характеристики мають змінні резистори?
3. Назвіть параметри резисторів.
4. Що таке терморезистор?
5. Що таке варистор?
6. Як підрозділяються конденсатори по виду діелектрика?
7. Як визначається температурний коефіцієнт ємності?
8. Що таке вариконд?
9. Які параметри мають конденсатори?
10. Які магнітні елементи ви знаєте?
11. Які матеріали застосовують для осердя магнітних елементів?
12. Які втрати виникають при перематнічуванні феромагнетиків?
13. Що таке дросель?
14. Що таке трансформатор і для чого він призначений?
15. Які бувають магнітопроводи трансформаторів?
16. Від чого залежать питомі показники трансформаторів?

17. На які види підрозділяються трансформатори?

18. Чим обумовлені частотні і нелінійні спотворення в сигнальних трансформаторах?

19. Які параметри впливають на форму імпульсів ІТ?

20. Що таке п'єзотрансформатор?

21. Назвіть основні параметри дроселів і трансформаторів.

На рис. 4.1 приведены спектры напряги (u) і струму (i). Всі спектральні компоненти струму виявились новими і не містяться в напрузі. Таким чином, в нелінійних колах виникають нові спектральні компоненти. В

$$i = \alpha(U^{m_1} \cos \omega_1 t + U^{m_2} \cos \omega_1 t)^2 = \frac{\alpha}{2} U^{2m_1} (1 + \cos 2\omega_1 t) + \frac{\alpha}{2} U^{2m_2} (1 + 2\cos \omega_1 t + \alpha U^{m_1} U^{m_2} [\cos(\omega_0 + \omega_1)t + \cos(\omega_0 - \omega_1)t]).$$

мати вигляд:

Дійсно, нехай ВАХ нелінійного елемента описується виразом $i = \alpha u^2$. Якшо на такий елемент діє складний сигнал $u = u_1 + u_2$, то відгук $i = \alpha(u_1 + u_2)^2 = \alpha u_1^2 + \alpha u_2^2 + 2\alpha u_1 u_2$ відрізняється від суми відгуків на дію кожної складової окремо $(\alpha u_1^2 + \alpha u_2^2)$ наявністю компоненти $2\alpha u_1 u_2$, яка з'являється тільки у випадку одночасної дії обох складових. Розглянемо другу відмінність особливостей нелінійних кіл. Нехай $u = u_1 + u_2 = U^{m_1} \cos \omega_1 t + U^{m_2} \cos \omega_1 t$, де U^{m_1}, U^{m_2} — амплітуди напруг u_1 і u_2 . Тоді струм в нелінійному елементі з ВАХ $i = \alpha u^2$ буде

які застосовувались у теорії лінійних кіл. (інтеграл накладання) і спектрального (перетворення Фур'є) методів, з сказаного витікає непридатність для аналізу нелінійних кіл часового тат дії суми сигналів, якщо відомі реакції кола на кожен доданок дії. методів розв'язання цих рівнянь. Тому не можливо передбачити результат суперпозиції (накладання) не спрощається, а отже, не існує загальних для нелінійних кіл і нелінійних рівнянь, що їх описують, принцип взаємних добутоків, або у вигляді аргументів трансцендентних функцій. та їх похідні зустрічаються в інших степенях, ніж перша, або у формі або диференціальними нелінійними рівняннями, в яких залежні змінні процесу в колах з нелінійними елементами описуються алгебраїчними метри цих елементів залежать від струму або напруги. Електроматні елементи з нелінійними характеристиками (нелінійні елементи). Паралілізують називаються електричні кола, до складу яких входять

4.1. ЗАГАЛЬНІ ВІДОМОСТІ ПРО НЕЛІНІЙНІ ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА

ЕЛЕМЕНТАМИ

РОЗРАХУНОК ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ З НЕЛІНІЙНИМИ

РОЗДІЛ 4

і тому розумінні нелінійні кола володіють більшими можливостями, ніж лінійні, і широко використовуються для перетворення сигналів, пов'язаних із зміною їх спектрів.

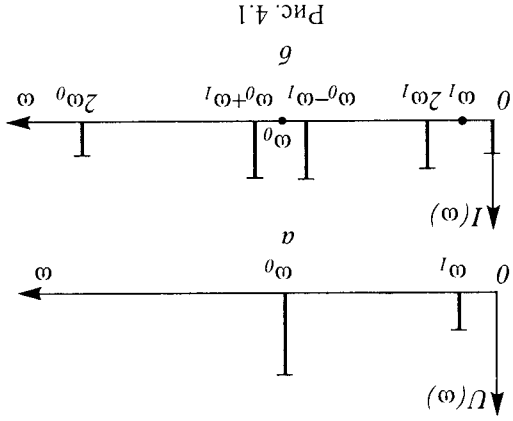


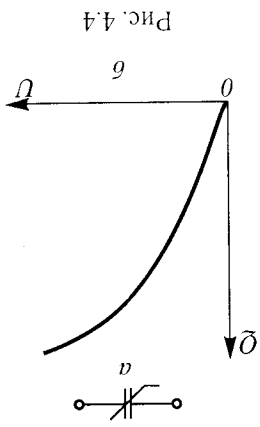
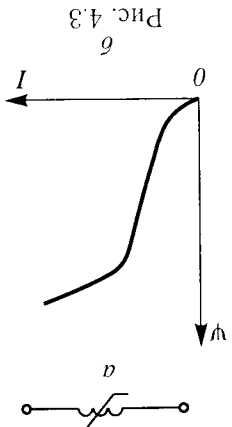
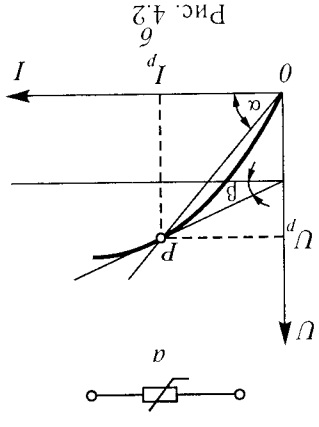
Рис. 4.1

Аналітичні методи розрахунку нелінійних кіл, як правило, можна використовувати лише для обмеженого класу рівнянь або у разі досить малого впливу нелінійності, і навіть тоді доступним є лише наближений розв'язок. Істотно нелінійні рівняння розв'язуються лише за допомогою графічних та чисельних методів, опієнтованих на використання ЕОМ. Зміна форми, амплітуди або частоти діючого сигналу, а також початкових умов приводить до нових задач з якісно відмінним розв'язком. Через це велике значення мають методи аналізу, які дають змогу отримати якісну картину процесів і кількісні співвідношення, необхідні для інженерних розрахунків. Треба підкреслити значення розумної ідеалізації задач: відкидаючи другорядні ефекти, необхідно зосередитися на дійсно істотних особливостях. Міра і межі такої ідеалізації кінцевим чином визначаються лише досвідом, експериментом. Різноманітність явищ, які можуть спостерігатися в нелінійних колах, широко використовується в пристроях сучасної електротехніки, електроніки, автоматики, обчислювальної і вимірювальної техніки. Це виправдані, інвертори, генератори коливань та імпульсів, модулятори, демодулятори, запам'ятовуючі пристрої, стабілізатори, перетворювачі частоти, обмежувачі напруги та багато інших. Розрахунок і проектування таких пристроїв ґрунтуються на методах теорії нелінійних кіл. Задача аналізу електричного кола зводиться до визначення струмів та напруг на зовнішніх виводах елементів, які входять до складу кола. В теорії кіл під елементами розуміють не фізично існуючі складові

частини пристроїв електротехніки та електроніки, а їх ідеалізовані математичні моделі, що наближено відображають реальні процеси перетворення електроматнітної енергії в цих пристроях. Користуючись таким підходом, реальні пристрої можна подати у вигляді схеми заміщення, що складається з певної кількості з'єднаних між собою ідеалізованих або багатоположних елементів.

Необоротне перетворення електроматнітної енергії на інші види на певній ділянці кола враховується нелінійним двоположним резистивним елементом. Його властивості повністю визначаються зв'язком між струмом та напругою на ньому (рис. 4.2).

Нагромадження енергії в магнітному та електричному полях кола враховуються відповідно нелінійними двоположними індуктивним та ємнісним елементами. Властивості індуктивного елемента визначаються зв'язком між потокозчепленням та струмом — вебер-амперною характеристикою: $\psi = \psi(i)$ або $i = i(\psi)$ (рис. 4.3). Властивості ємнісного елемента визначаються зв'язком між зарядом та напругою — кулон-вольтною характеристикою: $q = q(u)$ або $u = u(q)$ (рис. 4.4).



Зв'язок між напругою та струмом на полюсах резистивних нелінійних елементів задається деяким функціональним (алгебраїчним або трансцендентним) рівнянням. Для індуктивних та ємнісних елементів зв'язок між напругою та струмом виражається нелінійними диференціальними рівняннями: $u = \frac{d\psi(i)}{dt}$ (для індуктивного), $i = \frac{dq(u)}{dt}$ (для ємнісного). Як і в лінійних колах, індуктивні та ємнісні нелінійні елементи називаються реактивними, або нагромаджувачами.

На відміну від двоположних лінійних елементів нелінійні елементи не можуть характеризуватись яким-небудь одним параметром: опором (провідністю), індуктивністю або ємністю. Лише задання всієї залежності між змінними в межах їх можливої взаємної характеристики нелінійний елемент. Для кожної точки ВАХ можливо визначити *статичні* та *диференціальні* параметри: опір (r_{ct} , r_n), індуктивність (L_{ct} , L_n) і ємність (C_{ct} , C_n). Статичні параметри виражаються відношенням величин, зв'язаних нелінійною залежністю, а диференціальні — відношенням їх доносить малих приростів у заданій точці характеристики: $r_{ct} = \frac{i}{u}$;

$$L_{ct} = \frac{\psi}{i}; \quad C_{ct} = \frac{q}{u}; \quad r_n = \lim_{\Delta i \rightarrow 0} \frac{\Delta i}{\Delta u} = \frac{di}{du}; \quad L_n = \lim_{\Delta \psi \rightarrow 0} \frac{\Delta \psi}{\Delta i} = \frac{d\psi}{di}; \quad C_n = \lim_{\Delta q \rightarrow 0} \frac{\Delta q}{\Delta u} = \frac{dq}{du}.$$

Статичні параметри пропорційні тангенсу кута нахилу до осі абсцис прямої, проведеної від початку координат у дану точку характеристики, а диференціальні — тангенсу кута нахилу дотичної до характеристики у даній точці до цієї осі. Наприклад, статичний і диференціальний опір у точці P характеристики (див. рис. 4.2, б).

$$r_{ct} = \frac{I_p}{U_p} = k \operatorname{tg} \alpha; \quad r_n = \frac{di}{du} = \frac{\Delta i}{\Delta u} = k \operatorname{tg} \beta,$$

де $k = m_u/m_i$ — відношення масштабів по осях напруги та струму.

Точка на характеристиці, яка відповідає заданим величинам напруги та струму (потокозчеплення та струму, заряду та напруги) звичайно називається робочою. Статичні та диференціальні параметри взагалі не однакові між собою і змінюються у разі переходу від однієї точки до іншої. У деяких випадках залежності статичних та диференціальних параметрів від струму або напруги (потокозчеплення, заряду) можуть бути використані для розрахунку нелінійних кіл.

Нелінійні двоположні резистивні елементи належать до числа *пасивних* елементів електричного кола, якщо їх ВАХ повністю розміщені у першому ($i > 0, u > 0$) та третьому ($i < 0, u < 0$) квадрантах, отже, прохоло-дять через початок координат. Дійсно, в цьому разі потужність $p = ui$, яку споживає елемент, може бути лише додатною, генерування потужності відсутнє.

Нелінійні двоположні резистивні елементи належать до числа *активних* елементів електричного кола, якщо їх ВАХ частково або повністю розміщені у другому ($i > 0, u < 0$) або четвертому ($i < 0, u > 0$) квад-

пантах. У цьому разі споживна потужність $P = UI$ може бути від'ємною, що відповідає її генеруванню. Для резистивного елемента генерування потужності означає, що цей елемент перетворює енергію якогось стороннього виду на електричну.

Нелінійні двополосні реактивні елементи здатні лише напромаджувати енергію в магнітному (електричному) полі, тому їх звичайно відносять до числа пасивних елементів.

Щоб врахувати проєкти перетворення енергії будь-якого виду в електричну, тобто генерування енергії, в теорії нелінійних кіл, як і в теорії лінійних кіл, використовується поняття джерела енергії, або джерела сигналу для кіл, які застосовуються в системах обробки інформації. Джерело енергії (сигналу) розглядається як активний елемент, функцією якого є задання напруги чи струмів, що збуджують електричне коло, тобто спричиняють виникнення напруг та струмів на всіх інших елементах, які містяться в колі. Цей ідеалізований елемент, що має створювати побудови математичної моделі реального електричного кола, наділяється певними властивостями. Так, всі джерела розбиваються на дві групи: джерела напруги та джерела струму, які в свою чергу можуть бути називаються ідеалізованими двополосними активними елементами (струм) між полюсами якого задається як певна функція часу і не залежить від струмів (напруг) кола, в яке він увімкнений. Умовні позначення незалежних джерел напруги та струму та їх ВАХ зображені відповідно на рис. 4.5, а, б.

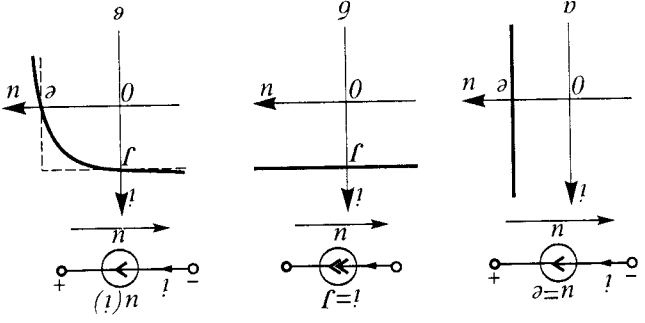


Рис. 4.5

У *залежних* (керованих) джерелах напруга (струм) між полюсами електричної напруги якоїсь пари вузлів або струму якоїсь вітки того кола, в яке ввімкнене джерело (рис. 4.5, в). Таким чином, кероване джерело у загальному випадку має дві пари полюсів, одна з яких належить до

керуючого (вихідного) кола, а друга — до вихідного. Вважатимемо, що втрати на напромаджання енергії у керуючому колі відсутні. Тому, якщо керуючою величиною є струм, то вхідні полюси мають бути замкнорені, якщо напруга — то розімкнені. Можна виділити чотири типи керованих джерел:

1) джерело напруги, кероване напругою (рис. 4.6, а)

$$u_2 = k_1 u_1;$$

2) джерело напруги, кероване струмом (рис. 4.6, б)

$$u_2 = k_2 i_1;$$

3) джерело струму, кероване напругою (рис. 4.6, в)

$$i_2 = k_3 i_1;$$

4) джерело струму, кероване напругою (рис. 4.6, г)

$$i_2 = k_4 u_1.$$

Для нелінійних керованих джерел коефіцієнти $k_1 \dots k_4$ є довільними функціями вхідного струму або напруги.

Незалежні та залежні джерела напруги та струму як активні елементи в комбінації з пасивними елементами використовуються, щоб отримати схеми заміщення (математичні моделі) реальних пристроїв електротехніки та електроніки.

Реальне джерело електричної енергії з нелінійною ВАХ, що не проходить через початок координат (див. рис. 4.5, в), можна розглядати як залежне джерело напруги (струму), кероване струмом (напругою) між власними полюсами. Відносно полюсів таке джерело завжди можна зобразити у вигляді послідовного (паралельного) з'єднання незалежного джерела напруги (струму) та резистивного двополосного пасивного елемента з нелінійною характеристикою, що проходить через початок координат. На рис. 4.7 показано схеми заміщення джерела з ВАХ, зображеною на рис. 4.5, в. Перша з них (рис. 4.7, а) містить незалежне джерело напруги e та пасивний елемент, ВАХ $u_{32}(i)$ якого одержано графічно за рівнянням $u_{32}(i) = e - u(i)$. Друга схема (рис. 4.7, б) містить незалежне джерело струму j та пасивний елемент, ВАХ $i_b(u)$ якого отримана графічно з рівняння $i_b(u) = j - i(u)$.

Далі нами будуть розглядатися в основному електричні кола, які мають напівпровідникові прилади, за допомогою яких здійснюється генерування, передача, перетворення та використання інформації.

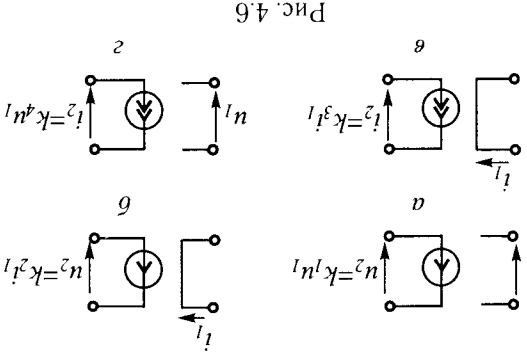


Рис. 4.6

аналізу. Разом з тим вона має бути досить простою, щоб уможливити розв'язання рівнянь, в які входить ця функція. В теорії нелінійних кіл для апроксимації звичайно використовують агреговані, експоненціальні, тригонометричні поліноми, дробово-раціональні та трансцендентні функції. Позначимо задану таблицю або графічно ВАХ нелінійного елемента $i = F_A(n)$, а аналітичну функцію, яка апроксимує задану характеристику, $i = F(n, \alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$, де $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ — коефіцієнти цієї функції, які треба знайти в результаті апроксимації.

У методі Чебишева коефіцієнти $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ функції $F(n)$ знаходять з умови

$$\varepsilon = \max_n |F(n_k) - F_A(n_k)| \rightarrow \min_{\{\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n\}} \quad (4.1)$$

тобто вони визначаються в процесі мінімізації максимального відхилення аналітичної функції від заданої. Тут $n_k, k=1, 2, \dots, m$ — вибрані значення напруги u .

При середньоквадратичному наближенні (метод найменших квадратів) коефіцієнти $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n$ повинні бути такими, щоб мінімізувати величину

$$\varepsilon^2 = \sum_{m=1}^k [F(n_k) - F_A(n_k)]^2 \rightarrow \min_{\{\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n\}} \quad (4.2)$$

Наближення функції по Тейлору базується на уявленні функції $i = F(n)$ рядом Тейлора в околі точки $n = U_0$

$$i = F(n) = F(U_0) + \frac{F'(U_0)}{1!} (n - U_0) + \frac{F''(U_0)}{2!} (n - U_0)^2 + \dots \quad (4.3)$$

та визначенні коефіцієнтів цього розкладання. Якщо обмежитися першими двома членами розкладання в ряд Тейлора, то, очевидно, мова піде про заміну складної нелінійної залежності $F(n)$ більш простою лінійною залежністю. Така заміна називається *лінійною апроксимацією характеристики*.

Завважимо, що перший член розкладання (4.3) $F(U_0) = I_0$ являє собою сталий струм у робочій точці при $n = U_0$, а другий член $F'(U_0) = \frac{dI}{dn} \Big|_{n=U_0} = S_n = \frac{1}{R_n}$ — диференціальну крутість ВАХ у робочій точці, тобто при $n = U_0$.

Найбільш розповсюдженим способом наближення заданої функції *апроксимацією* (метод обраних точок), при якій коефіцієнти $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n$ апроксимуючої функції $F(n)$ знаходяться з рівності цієї функції і за-

особливості таких кіл є те, що якщо нелінійні елементи R, L і C , як правило, некеровані, то найбільш відповідні прилади — керовані елементи кола. Це слід враховувати при розрахунку нелінійних кіл.

4.2. АПРОКСИМАЦІЯ ХАРАКТЕРИСТИК НЕЛІНІЙНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

Методи апроксимації. ВАХ нелінійних елементів звичайно подаються у вигляді графіків або таблиць, побудованих за експериментальними даними. Аналітичні методи розрахунку нелінійних кіл передбачають використання характеристик, виражених в аналітичній формі. Наближена заміна характеристик, заданих таблицю чи графічно, аналітичними функціями називається аналітичною апроксимацією.

Апроксимація характеристик зводиться до вибору типу апроксимуючої функції та визначення її коефіцієнтів (параметрів). Вибір тієї чи іншої функції визначається конкретними особливостями нелінійної характеристики, вимогами щодо точності наближення у заданому інтервалі зміни аргументу, доступності розв'язання рівнянь, отриманих на основі вибраної апроксимації. Висока точність апроксимації приводить до складних математичних співвідношень, що ускладнюють подальший аналіз. Тому на практиці не прагнуть до особливо точної апроксимації, тим більше що самі характеристики знімаються з обмеженою точністю і існую певний розкид між характеристиками, знятими для різних екземплярів однотипних нелінійних елементів.

Апроксимуюча функція має якомога точніше виявляти характер нелінійної залежності та всі її особливості, що впливають на результати

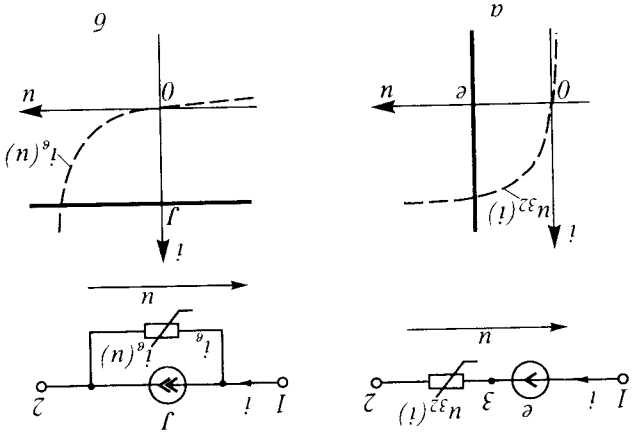


Рис. 4.7

даної $F_A(u)$ в обраних точках (вузлах інтерполяції) $u_k = 1, 2, \dots, n+1$.

Таким чином, задача апроксимації ВАХ нелінійних елементів полягає у виборі виду апроксимуючої функції та визначенні її коефіцієнтів одним із указаних вище методів.

Степенева (поліноміальна) апроксимація. Таку назву одержала апроксимація ВАХ степеневими поліномами

$$i = F(u) = \alpha_0 + \alpha_1 u + \alpha_2 u^2 + \dots + \alpha_n u^n = \sum_{s=0}^n \alpha_s u^s. \quad (4.4)$$

Іноді буває зручно вирішувати задачу апроксимації заданої характеристики в околі точки U_0 , яка називається робочою. Тоді використовують степеневий поліном

$$i = F(u) = \alpha_0 + \alpha_1 (u - U_0) + \alpha_2 (u - U_0)^2 + \dots + \alpha_n (u - U_0)^n. \quad (4.5)$$

Визначити коефіцієнти $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n$ поліному (4.5) можна різними способами. При середньоквадратичному наближенні вони знаходяться з умови $\epsilon^2 \rightarrow \min$, де ϵ^2 визначається формулою (4.2).

З математики відомо, що мінімум функції декількох змінних досягається при рівності нулю частинних похідних від ϵ^2 за всіма коефіцієнтами α_l , тобто при $\partial \epsilon^2 / \partial \alpha_l = 0, l = 0, 1, \dots, q$. Якщо зробити підстановку степеневому поліному (4.4) в (4.2), обчислити похідні

$$\frac{\partial \sum_{k=1}^m \left[\sum_{s=0}^n \alpha_s u_k^s - F_A(u_k) \right]^2}{\partial \alpha_l}, \quad l = 0, 1, \dots, n,$$

і прирівняти їх до нуля, то одержимо, що коефіцієнти $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n$, які дають найкраще середньоквадратичне наближення, знаходяться з розв'язання наступної лінійної системи рівнянь

$$\sum_{s=0}^n \alpha_s \sum_{k=1}^m u_k^{(s+l)} = \sum_{k=1}^m u_k^l F_A(u_k), \quad l=0, 1, \dots, n. \quad (4.6)$$

При цьому кількість точок $u = u_k$, в яких оцінюються наближення, може бути значно більше кількості коефіцієнтів $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n$.

Застосування методу інтерполяції (методу обраних точок), коли добиваються збігу $F(u)$ та $F_A(u)$ в обраних точках $u = u_k$, приводить до лінійної системи рівнянь

$$\sum_{s=0}^n \alpha_s u_k^s = F_A(u_k), \quad k=1, 2, \dots, n+1, \quad (4.7)$$

з якої і знаходяться коефіцієнти $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n$. В цьому методі кількість обраних точок (вузлів інтерполяції) $u = u_k$ повинно збігатися з кількістю коефіцієнтів.

Існують також способи визначення коефіцієнтів степеневому поліному шляхом мінімізації чебишевської похибки (4.1), використання розкладів в ряд Тейлора та ін. Степенева апроксимація широко використовується при аналізі роботи нелінійних пристроїв, на які подаються відносно малі зовнішні діяння, тому вимагаються достатньо точні відтворення нелінійності характеристики в околі робочої точки.

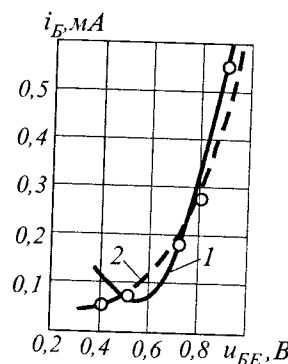


Рис. 4.8

Приклад 4.1. На рис. 4.8 кружечками показана одержана експериментально характеристика $i_B = F(u_{BE})$, тобто залежність струму бази від напруги між базою та емітером для транзистора КТ301. Здійснимо степеневу апроксимацію цієї характеристики у діапазоні u_{BE} від 0,4 до 0,9 В поліномом другого степеня в околі робочої точки $U_0 = 0,7$ В.

Коефіцієнти α_0, α_1 та α_2 полінома $i_B = \alpha_0 + \alpha_1 (u_{BE} - U_0) + \alpha_2 (u_{BE} - U_0)^2$ знайдемо, використовуючи метод інтерполяції. Оберемо в якості вузлів інтерполяції точки, які відповідають напругам $u_{BE} = 0,5; 0,7$ та $0,9$ В, і складемо систему рівнянь (4.7)

$$\left. \begin{aligned} \alpha_0 - 0,2\alpha_1 + 0,04\alpha_2 &= 0,05; \\ \alpha_2 &= 0,15; \\ \alpha_0 + 0,2\alpha_1 + 0,04\alpha_2 &= 0,50. \end{aligned} \right\}$$

Рішення цієї системи дає $\alpha_0 = 0,15$ мА, $\alpha_1 = 1,125$ мА/В, $\alpha_2 = 3,125$ мА/В². Крива струму $i_B = 0,15 + 1,125(u_{BE} - 0,7) + 3,125(u_{BE} - 0,7)^2$ проходить через три експериментальні точки, які відповідають вузлам інтерполяції (рис. 4.8, крива 1). З рисунку видно, що деякі експериментальні точки (наприклад, при $u_{BE} = 0,4$ В) погано «лягають» на цю криву. Крім того, нас не задовольняє загин у нижній частині характеристики.

Більш кращої апроксимації можна досягти, якщо використати поліном четвертого степеня та обрати відповідно п'ять вузлів інтерполяції (0,4; 0,5; 0,7; 0,8; 0,9 В). У цьому випадку крива струму пройде через усі п'ять експериментальних точок. Проте можна спробувати зберегти другу степінь полінома та покращити апроксимацію, якщо скористатися яким-небудь іншим методом для визначення коефіцієнтів α_0, α_1 та α_2 .

Спробуємо знайти ці коефіцієнти, використовуючи середньоквадратичне наближення струму до всіх п'яти експериментальних значень. Складемо рівняння (4.6)

$$\left. \begin{aligned} 5\alpha_0 - 0,2\alpha_1 + 0,18\alpha_2 &= 0,98; \\ -0,2\alpha_0 + 0,18\alpha_1 - 0,026\alpha_2 &= 0,106; \\ 0,18\alpha_0 - 0,02\alpha_1 + 0,0123\alpha_2 &= 0,0272. \end{aligned} \right\}$$

Рішення цієї системи рівнянь $\alpha_0 = 0,164$ мА, $\alpha_1 = 1,07$ мА/В та $\alpha_2 = 2,069$ мА/В².

Графік струму $i_B = 0,164 + 1,07(u_{BE} - 0,7) + 2,096(u_{BE} - 0,7)^2$ показаний на рис. 4.8 (крива 2). Ця характеристика є, мабуть, більш прийнятною для аналітичного опису експериментальних результатів.

Кусково-лінійна апроксимація. В основі більшості конкретних графо-аналітичних та чисельних методів, широко використовуваних на практиці для розрахунку нелінійних кіл, які мають як некеровані, так і керовані нелінійні елементи, лежить метод лінеаризації.

Метод лінеаризації ґрунтується на заміні нелінійного елемента еквівалентною лінійною схемою, яка справедлива для обмеженого діапазону зміни струму та напруги в нелінійному елементі. Така заміна нелінійного елемента дозволяє описувати електричний стан нелінійного кола за допомогою системи лінійних рівнянь. Практичним втіленням методу лінеаризації є метод кусково-лінійної апроксимації.

Кусково-лінійна апроксимація ґрунтується на заміні окремих ділянок характеристики відрізками прямих. Кількість інтервалів апроксимації залежить від типу характеристики, а також від необхідної точності наближення. Для спрощення розрахунків бажано мати мінімальне число лінійних інтервалів. Кусково-лінійна апроксимація повністю задається координатами точок злому, які визначають межі між сусідніми інтервалами. Рівняння відрізка прямої n -го інтервалу між точками з координатами u_n, i_n ; u_{n+1}, i_{n+1}

$$\frac{i - i_n}{u - u_n} = \frac{i_{n+1} - i_n}{u_{n+1} - u_n}. \quad (4.8)$$

Для практичних розрахунків використовують дещо змінену форму рівняння (4.8)

$$i = i_n + B_n(u - u_n), \quad (4.9)$$

$$\text{де } B_n = \frac{i_{n+1} - i_n}{u_{n+1} - u_n}.$$

На кожному інтервалі нелінійний елемент можна розглядати як лінійний, і для аналізу використовувати весь математичний апарат теорії лінійних кіл. Тому кусково-лінійна апроксимація нелінійних характеристик широко застосовується для аналізу нелінійних систем.

Приклад 4.2. На рис. 4.9 (крива 1) зображений графік експериментальної залежності $i_B = F(u_{BE})$ транзистора КТ306. Виконаємо кусково-лінійну апроксимацію цієї залежності. З математичної точки зору це означає, що на кожній замінній ділянці характеристики використовують степеневі поліноми (4.4) першого степеня ($n=1$) з різними значеннями коефіцієнтів α_0 та α_1 .

Використовуючи поліном першого степеня $i_B = \alpha_0 + \alpha_1(u_{BE} - U_0)$, здійснимо апроксимацію заданої залежності в околі точки $U_0 = 0,8$ В та визначимо коефіцієнти за методом Тейлора (4.3):

$$\begin{aligned} i_B &= F(U_0) + \frac{F'(U_0)}{1!} \cdot (u_{BE} - U_0) = \\ &= I_0 + S(U_0)(u_{BE} - U_0). \end{aligned}$$

Величина I_0 — струм у робочій точці — у відповідності з експериментальними даними дорівнює 1,2 мА. Крутість $S(U_0)$ у робочій точці

можна знайти приблизно методом приростів

$$S(U_0) = \left. \frac{di_B}{du_{BE}} \right|_{u_{BE}=U_0} \approx \left. \frac{\Delta i_B}{\Delta u_{BE}} \right|_{u_{BE}=U_0} = \frac{0,8}{0,2} = 4 \text{ мА/В}.$$

У результаті апроксимації маємо

$$i_B = 1,2 + 4(u_{BE} - 0,8) = 4(u_{BE} - 0,5).$$

Очевидно, що при $u_{BE} < 0,5$ В струм i_B приймає негативне значення, що не узгоджується з експериментальною залежністю. Таким чином, одержаним поліномом будемо апроксимувати задану залежність на ділянці $u_{BE} > 0,5$. На ділянці ж $0 \leq u_{BE} \leq 0,5$ можна обрати поліном першого степеня з нульовими коефіцієнтами, тобто $i_B = 0$. Отже, апроксимуючу функцію (рис. 4.9, крива 2) запишемо у вигляді

$$i_B = F(u_{BE}) = \begin{cases} 0, & u_{BE} \leq 0,5 \text{ В}; \\ 4(u_{BE} - 0,5), & u_{BE} > 0,5 \text{ В}. \end{cases}$$

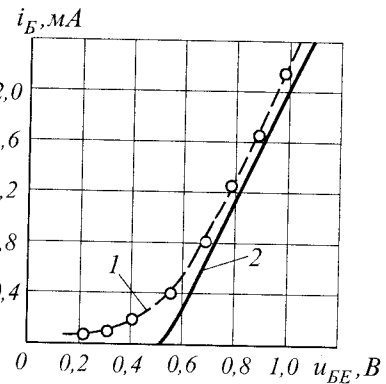


Рис. 4.9

Подібна апроксимація застосовується досить часто, тому зобразимо цю залежність у більш загальній формі

$$i = F(u) = \begin{cases} 0, & u \leq U_{\text{від}}; \\ S(u - U_{\text{від}}), & u > U_{\text{від}}, \end{cases}$$

де напруга $U_{\text{від}}$ називається напругою відсічки.

Як видно з наведеного прикладу, заміна заданої нелінійної характеристики найбільш просто вирішується в окремих випадках, коли нелінійність характеристики мала, або ділянка характеристики, у межах якого працює нелінійний елемент, відома і може бути апроксимована прямою без злому. У цьому випадку нелінійний резистивний елемент замінюється джерелом постійної ЕРС та лінійним опором, який дорівнює

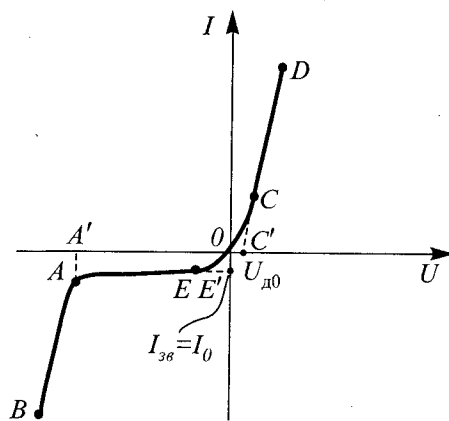


Рис. 4.10

близька до лінійної. Тому ВАХ діода може бути зображена трьома відрізками прямих ($C'D$, $E'A$, $A'B$).

Пряма вітка ВАХ діода (пряма $C'D$, яка містить відрізок CD та його продовження до перетину з віссю абсцис) у цьому випадку може бути апроксимована лінійною функцією виду

$$U_{\text{пр}} = U_{\text{до}} + I r_{\text{д}}, \quad (4.10)$$

де $U_{\text{до}}$ — напруга, яка визначається відрізком OC' на осі абсцис від початку координат до перетину прямої $C'D$ з віссю абсцис (продовження лінійної ділянки CD прямої вітки ВАХ діода). Напруга $U_{\text{до}}$ являє собою залишкову напругу діода (напруга відсічки діода при прямому його зміщенні) і називається пороговою напругою діода, починаючи з якої залежність струму діода від зростаючого значення прикладеної до нього напруги можна вважати лінійною. Діод при прямому зміщенні

може бути замінений еквівалентною лінійною схемою, зображеною на рис. 4.11.

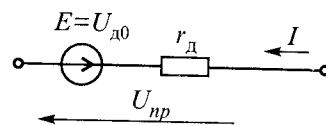


Рис. 4.11

ренціальному опору діода $r_{\text{д}}$.

Типові значення диференціального опору для германієвих діодів $r_{\text{д}} \approx 0,2 \dots 0,3 \text{ Ом}$, для кремнієвих $r_{\text{д}} \approx 0,8 \text{ Ом}$.

Аналогічно можуть бути апроксимовані лінійними функціями області зворотного зміщення (ділянка EA ВАХ діода) та пробою (ділянка AB), коли до діода прикладена зворотна напруга $U_{\text{зв}}$. Відповідні цим випадкам еквівалентні лінійні схеми зображені на рис. 4.12 та 4.13.

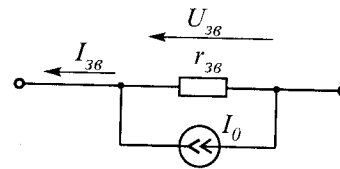


Рис. 4.12

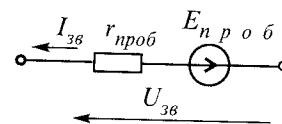


Рис. 4.13

Диференціальний опір діода в області електричного пробою $r_{\text{проб}}$ визначається відношенням приростів зворотного струму та напруги на ділянці ВАХ, що відповідають електричному пробію (відрізок AB на рис. 4.10)

$$r_{\text{проб}} = \Delta U_{\text{проб}} / \Delta I_{\text{зв}}.$$

Напруга пробою діода чисельно визначається точкою перетину дотичної до ділянки зворотної вітки ВАХ, яка відповідає електричному пробію, як це показано на рис. 4.10 (відрізок OA'). На цьому ж рисунку можна побачити, що зворотний струм діода I_0 на практиці чисельно визначається значенням, одержаним в точці перетину лінійної ділянки (штрихова лінія) зворотної вітки ВАХ з віссю ординат (відрізок OE' на $I_{\text{зв}}$).

Диференціальний опір $r_{\text{зв}}$ при зворотному зміщенні p - n -переходу діода визначається відношенням приростів зворотної напруги та струму на ділянці EA зворотної вітки ВАХ

$$r_{\text{зв}} = \Delta U_{\text{зв}} / \Delta I_{\text{зв}}.$$

Застосування апроксимації ВАХ нелінійних елементів для розрахунку нелінійних кіл більш докладно розглянуто нижче.

Одним з різновидів метода лінеаризації є метод *умовної лінеаризації* (еквівалентних синусоїд), який застосовується для лінеаризації кіл змінного струму, що мають відносно малу нелінійність, тобто коли вищі гармоніки незначні і тому режим близький до синусоїдного.

Цей метод застосовується, коли в процесі дослідження кола основний інтерес викликають діючі значення або основні гармоніки струмів та напруг. Суть його полягає у наближеній заміні дійсних несинусоїдних кривих струмів та напруг (зарядів, магнітних потоків) еквівалентними синусоїдами з частотою основної гармоніки. Для багатьох реальних кіл характерно, що амплітуда основної гармоніки набагато перевищує амплітуди вищих гармонік. Введення еквівалентних синусоїд дає можливість користуватися комплексним методом, будувати векторні діаграми, застосовувати поняття комплексного опору (провідності), комплексного коефіцієнта передачі, амплітудно-частотної та фазо-частотної характеристик та ін. Еквівалентні синусоїди, тобто їх амплітуди та фази, вибирають залежно від постановки задачі різними способами. Іноді це просто основні гармоніки, іноді — синусоїди з діючими значеннями, що дорівнюють діючим значенням несинусоїдних кривих з частотою основної гармоніки. У будь-якому разі параметри кола (комплексні опори, провідності, коефіцієнти передачі) наперед невідомі, а залежать від діючих значень (амплітуд) еквівалентних синусоїд струмів та напруг.

Перехід до еквівалентних синусоїд фактично означає, що всі нелінійні елементи вважаються умовно-нелінійними, в яких за умови збереження нелінійної залежності між діючими значеннями величин, залежність між миттєвими значеннями береться лінійною у будь-якому усталеному періодичному режимі.

У методі еквівалентних синусоїд використовуються характеристики для діючих значень (або основних гармонік), які визначаються розрахунковим шляхом за відомими характеристиками для миттєвих значень або за експериментальними даними. У цьому разі треба брати до уваги, що часто умови зняття характеристик тією чи іншою мірою відрізняються від умов, за яких нелінійний елемент працює в даному колі. Отже, розрахунок носить принципово наближений характер.

Метод еквівалентних синусоїд не дає змогу оцінити гармонічний склад струмів та напруг у нелінійному колі, тому його не застосовують у тих випадках, коли мета розрахунку — аналіз спотворень форми діючих сигналів або аналіз режимів, у яких можлива поява значних за амплітудою вищих чи нижчих гармонік.

Метод еквівалентних синусоїд широко використовується при аналізі магнітних кіл.

4.3. РОЗРАХУНОК НЕЛІНІЙНИХ КІЛ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Аналітичні методи розрахунку нелінійних кіл постійного струму дають можливість отримати розв'язок у загальному вигляді, що дає змогу дослідити вплив окремих параметрів на режим кола. Однак у більшості випадків аналітичні методи призводять до таких складних рівнянь, що реалізувати зазначену можливість не вдається. Тому аналітичні методи мають обмежену область застосування. Непогані результати дає поєднання аналітичних та графічних методів. Графічні методи характеризуються наочністю та забезпечують достатню для інженерної практики точність, тому що використовують реальні характеристики, а не їх аналітичні наближення. За допомогою графічних методів отримують одразу всі можливі розв'язки незалежно від вигляду та складності нелінійної характеристики. Крім того, подані в графічній формі вхідні та передавальні характеристики нелінійних дво- та чотириполісників дають можливість простежити, як змінюються розв'язки у разі варіації вхідних сигналів (струмів та напруг). Графічні методи застосовують дуже широко, особливо для відносно простих кіл.

Чисельні методи забезпечують хорошу точність і є найбільш універсальними, однак вони потребують значного обсягу обчислень і тому використовуються під час розрахунків за допомогою ЕОМ. Існує ряд алгоритмів чисельного розв'язку нелінійних алгебраїчних та трансцендентних рівнянь (метод простої ітерації, багатовимірний метод Ньютона, метод збурення параметрів).

Розраховуючи нелінійні кола постійного струму, часто використовують **метод еквівалентних характеристик (перетворень)**. Суть його полягає у заміні послідовного, паралельного або змішаного з'єднання нелінійних двополісників із заданими ВАХ одним еквівалентним не-

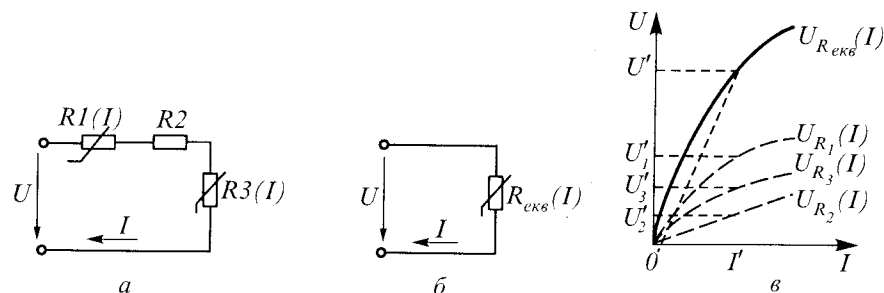


Рис. 4.14

лінійним двополісником із еквівалентною ВАХ, яку визначають за допомогою елементарних графічних побудов. Послідовність графічних побудов

у кожному конкретному випадку впливає із законів Кірхгофа залежно від способу з'єднання нелінійних елементів.

Розглянемо кілька прикладів. При послідовному з'єднанні лінійних та нелінійних резисторів визначити струм I в колі (рис. 4.14, а) за допомогою закону Ома неможливо, тому що опори R_1 та R_3 нелінійних резисторів залежать від струму. Цю задачу можна розв'язати, побудувавши ВАХ еквівалентного резистора (рис. 4.14, б), який є нелінійним елементом. У разі послідовного з'єднання через три елементи проходить один і той самий струм: $I_1 = I_2 = I_3 = I$. Згідно з другим законом Кірхгофа ВАХ ділянки кола, яка складається з трьох послідовно з'єднаних резисторів, визначається за рівнянням

$$U(I) = U_{R_{\text{екв}}}(I) = U_{R_1}(I) + U_{R_2}(I) + U_{R_3}(I). \quad (4.11)$$

Цю характеристику можна отримати графічно додаванням ординат ВАХ елементів для певних значень абсцис (рис. 4.14, в). Якщо відома характеристика $U(I)$, легко визначити струм I' у колі для заданої $U = U'$, як це показано на рис. 4.14, в, а потім при наявності ВАХ елементів $R_1(I)$, $R_2(I)$ та $R_3(I)$ — відповідно знайденому струму напруги U_1' , U_2' , U_3' на елементах (див. рис. 4.14, в). Аналогічно будуватиметься еквівалентна ВАХ за будь-якої кількості з'єднаних нелінійних та лінійних елементів. Якщо коло живиться від джерела струму, то будувати еквівалентну ВАХ не треба, оскільки напруги на окремих резисторах визначаються відразу, а їх сума дає напруги на полюсах джерела.

Для паралельного з'єднання трьох елементів (рис. 4.15, а, б), заданих своїми ВАХ $I_{G1}(U)$, $I_{G2}(U)$ та $I_{G3}(U)$, маємо

$$U = U_1 = U_2 = U_3 = U_{G_{\text{екв}}},$$

$$I(U) = I_{G_{\text{екв}}}(U) = I_{G1}(U) + I_{G2}(U) + I_{G3}(U).$$

Еквівалентна ВАХ ділянки кола, яка складається з трьох паралельно з'єднаних елементів, будуватиметься додаванням ординат ВАХ при заданих

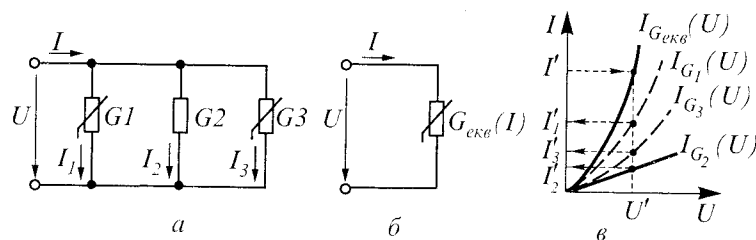


Рис. 4.15

значеннях абсцис (рис. 4.15, в). Якщо коло живиться від джерела струму $I = I'$, то за еквівалентною ВАХ знаходять напругу на нелінійному елементі $G_{\text{екв}}(I)$ $U = U'$, а потім і струми I_1' , I_2' та I_3' (рис. 4.15, в). Аналогічно виконується розрахунок кола з будь-якою кількістю з'єднаних паралельно нелінійних елементів.

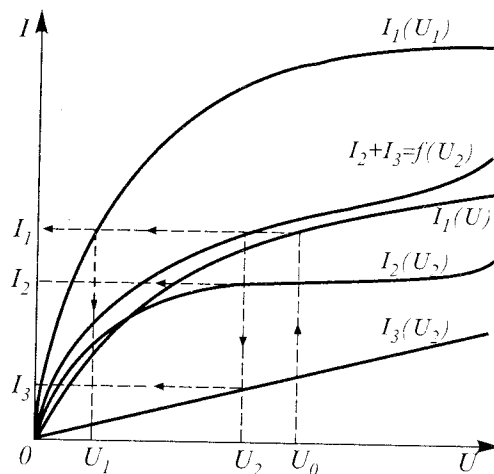
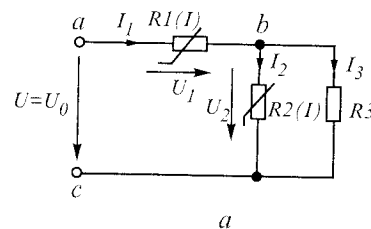


Рис. 4.16

послідовно. Далі за заданою напругою $U = U_0$ визначаємо струм I_1 , а також напруги U_1 , U_2 та струми I_2 , I_3 . Послідовність обчислення цих величин зображена на рис. 4.16, б стрілками.

Метод еквівалентних характеристик доцільно застосовувати тільки для некерованих нелінійних елементів та фіксованих значень параметрів лінійних елементів. Якщо лінійний елемент електричного кола є керованим або ставиться вимога проведення аналізу режиму кола при дискретній зміні параметра лінійного елемента, то метод еквівалентних характеристик виявляється дуже громіздким через багаторазову побудову результуючої характеристики еквівалентного елемента.

Метод перетину характеристик (метод перекинутої характеристики) використовується для аналізу кіл, які методом еквівалентних характеристик можуть бути зведені до послідовного з'єднання двох елементів. При цьому характеристики елементів у загальному випадку можуть мати довільний характер. Це можуть бути або два лінійних елементи, або лінійний та нелінійний елементи, або два нелінійних елементи. При цьому один з них або обидва можуть бути керованими.

Коло (рис. 4.17, а) можна розглядати як послідовне з'єднання активного нелінійного двополюсника, в який входить джерело напруги $U = U_d = \text{const}$ та нелінійний резистор $R_1(I)$, а також нелінійний резистор $R_2(I)$. ВАХ $R_2(I)$ задана, а ВАХ активного нелінійного двополюсника отримаємо із співвідношення $U_2(I) = U_d - U_1(I)$, тобто відніманням абсцис ВАХ $U_1(I)$ від напруги U_d для різних значень струму I (початкову характеристику одного з елементів ($R_2(I)$)) дзеркально відображають відносно осі струмів — перекидають — та її початок зсувають по осі напруг на величину, пропорційну вхідній напрузі кола — звідси і друга назва методу — метод перекинутої характеристики). Така побудова виконана на рис. 4.17, б; в результаті отримано криву $I = f(U_d - U_1)$. За умови рівності напруг та струмів на полюсах активного та пасивного двополюсників робимо висновок, що точка m перетину їх ВАХ і дає розв'язок задачі.

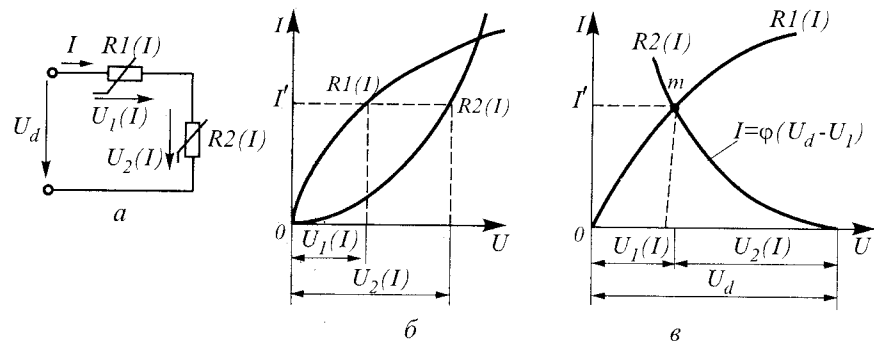


Рис. 4.17

Дуже зручно користуватися таким способом знаходження розв'язків, коли резистор R_1 лінійний.

Розглянемо, наприклад, коло на рис. 4.18, а, де джерело напруги U_d ввімкнено послідовно з нелінійним елементом, ВАХ якого $U_2(I)$ зображена на рис. 4.18, б. На рис. 4.18, б побудовано також ВАХ лінійного двополюсника згідно з рівнянням $U_2(I) = U_d - R_1 I$. Ця характеристика звичайно будується за двома точками перетину її з осями I та U ,

координати яких відповідно U_d / R_1 та U_d . Кут нахилу характеристики до осі струмів визначається із співвідношення $\tan \alpha = \left(\frac{m_I}{m_U} \right) \cdot R_1$. Як видно з рис. 4.18, б, у разі наявності на ВАХ нелінійного елемента спадної ділянки розв'язок задачі неоднозначний. При заданих параметрах U_d та R_1 можливі три стани рівноваги, які відповідають точкам 1, 2, 3. Експеримент свідчить, що не всі з них можна практично отримати, або інакше, не всі з них стійкі. Питання стійкості станів рівноваги в нелінійному колі має розглядатись окремо. Можливість існування кількох станів рівноваги у разі наявності елементів з немонотонними характеристиками є рисою нелінійних кіл.

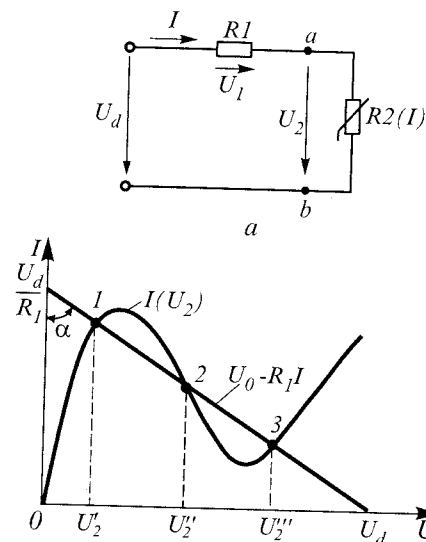


Рис. 4.18

Використовуючи метод перетину характеристик, легко досліджувати процеси в колах як при зміні параметрів $R_1(I)$ та $R_2(I)$, так і при зміні зовнішньої напруги U_d .

Графічна побудова можлива також для розрахунку електричних кіл,

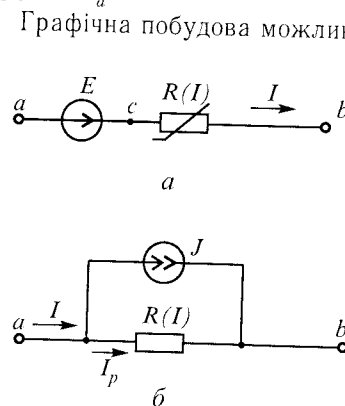
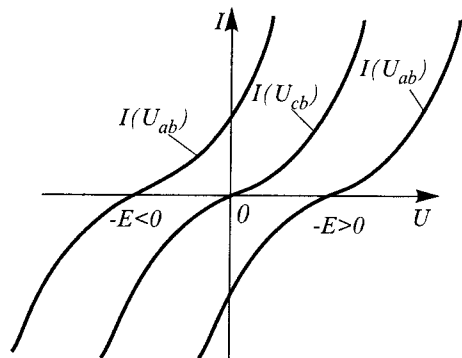
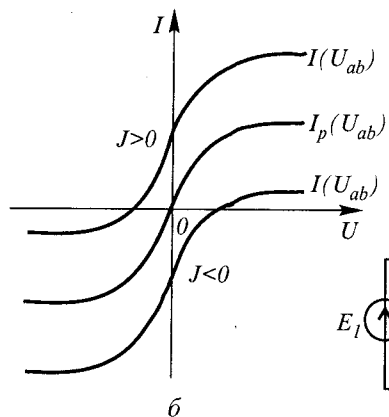


Рис. 4.19

що зводяться до змішаного з'єднання активних віток з нелійними елементами. Розглянемо активну вітку (рис. 4.19, а), яка містить джерело постійної напруги E та нелінійний резистор, заданий ВАХ $I(U_{cb})$. Напруга на полюсах ab : $U_{ab}(I) = U_{cb}(I) - E$. Отже, ВАХ активної вітки, тобто залежність $U_{ab}(I)$, можна отримати зсувом ВАХ нелінійного резистора $U_{cb}(I)$ уздовж осі напруг на величину E . Якщо $E > 0$, то характеристика $I(U_{cb})$ зсувається ліворуч, якщо $E < 0$ — праворуч (рис. 4.20, а).



а



б

Рис. 4.20

Для активної вітки з джерелом струму J та пасивним нелінійним елементом (див. рис. 4.19, б) маємо $I(U_{ab}) = I_p(U_{ab}) + J$.

ВАХ активної вітки $I(U_{ab})$ отримуємо зсувом ВАХ нелінійного резистора $I_p(U_{ab})$ уздовж осі струмів на величину J (рис. 4.20, б). Якщо $J > 0$, то характеристика $I_p(U_{ab})$ зсувається вгору, а якщо $J < 0$, то вниз.

Побудувавши ВАХ активних віток, подальший розрахунок нелінійного кола, що зводиться до їх послідовного, паралельного або змішаного з'єднання, виконуємо, як це описано раніше.

На рис. 4.21 показана типова

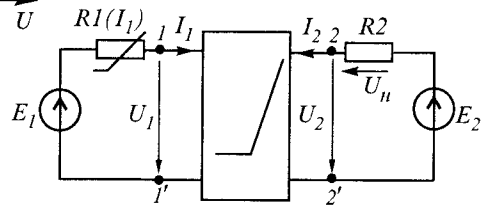
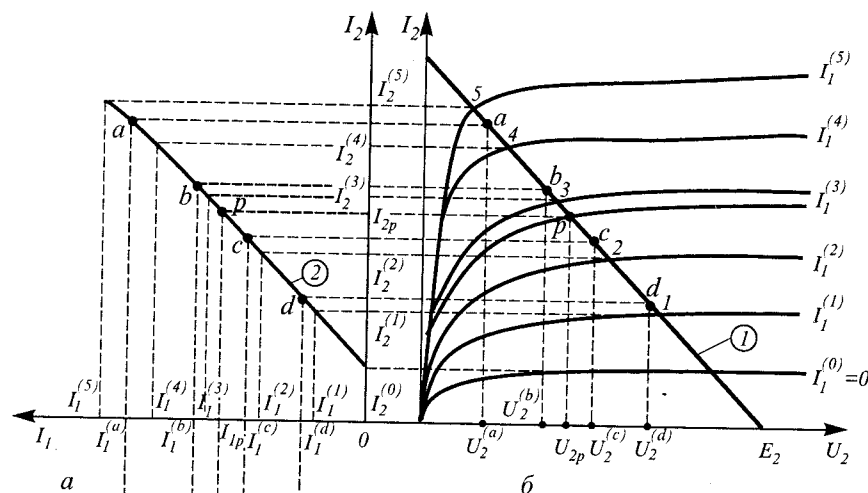


Рис. 4.21

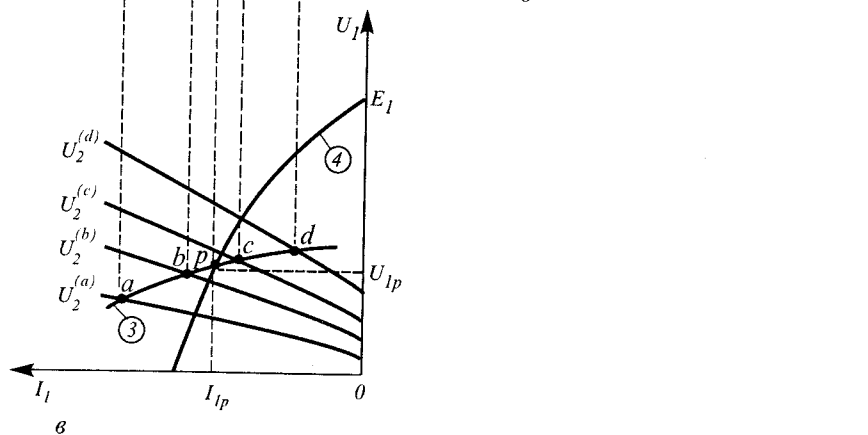
схема електричного кола з нелінійним чотириполіусником, для якого задано входні (рис. 4.22, а) та вихідні (рис. 4.22, б) ВАХ, тобто залежності $I_1 = I_1(U_1, U_2)$ та $I_2 = I_2(U_2, I_1)$. Для входніх характеристик аргументом є входна напруга, а параметром — вихідна напруга. Для вихідніх характеристик аргумент — це вихідна напруга, а параметр — входний струм. Ці системи аргументів та параметрів найуживаніші, зокрема для таких нелінійних чотириполіусників, як біполярні транзистори. До первинних та вторинних полюсів чотириполіусника підімкнені нелінійні або лінійні активні двополіусники з ВАХ $I_1(U_1)$ та $I_2(U_2)$. На рис. 4.21 активний двополіусник, підімкнений на вході чотириполіусника, — нелінійний, він складається з пасивного нелінійного резистора $R_1(I_1)$ та незалежного джерела напруги E_1 . На виході чотириполіусника підключений лінійний активний двополіусник R_2, E_2 .

ВАХ цих двополіусників показано на рис. 4.22, б, в кривими відповідно 4 та 1.

Для більш наочного виконання графічних побудов, за допомогою яких отримуємо розв'язання задачі, тобто визначаємо положення робочої точки на характеристиках, доцільно розмістити характеристики, як це показано на рис. 4.22.



а



б

Мета графічних побудов полягає в тому, щоб отримати входну ВАХ $I_1(U_1)$ (позначена цифрою 3 на рис. 4.22, в) нелінійного чотириполіусника, до вторинних полюсів якого підімкнений двополіусник, заданий характеристикою $I_2(U_2)$ (пряма 1). Таким чином, нелінійний чотириполіусник разом з навантаженням на виході відносно входніх полюсів

Рис. 4.22

розглядається як еквівалентний двополюсник з характеристикою 3. Характеристика 3 будується таким чином. Спочатку виконуємо побудову допоміжної характеристики $I_2(I_1)$ (рис. 4.22, а). Для цього визначаємо точки перетину характеристики $I_2(U_2)$ активного двополюсника, підімкненого до вторинних полюсів, з кожною кривою сім'ї вихідних ВАХ нелінійного чотириполюсника і визначаємо струми

$I_2^{(0)}, I_2^{(1)}, I_2^{(2)}, I_2^{(3)}, I_2^{(4)}, I_2^{(5)}$, які відповідають вхідним струмам

$I_1^{(0)}, I_1^{(1)}, I_1^{(2)}, I_1^{(3)}, I_1^{(4)}, I_1^{(5)}$. За знайденими точками на рис. 4.22, а будемо допоміжну характеристику $I_2(I_1)$ — криву 2. Для тих значень параметра U_2 , для яких побудовано вхідні характеристики, тобто $U_2^{(a)}, U_2^{(b)}, U_2^{(c)}, U_2^{(d)}$, за допомогою характеристик 1 та 2 знаходимо

відповідні значення струмів I_1 — $I_1^{(a)}, I_1^{(b)}, I_1^{(c)}, I_1^{(d)}$ і для них на вхідних характеристиках $I_1(U_2, U_1)$ визначаємо точки a, b, c, d , через які проводимо характеристику 3.

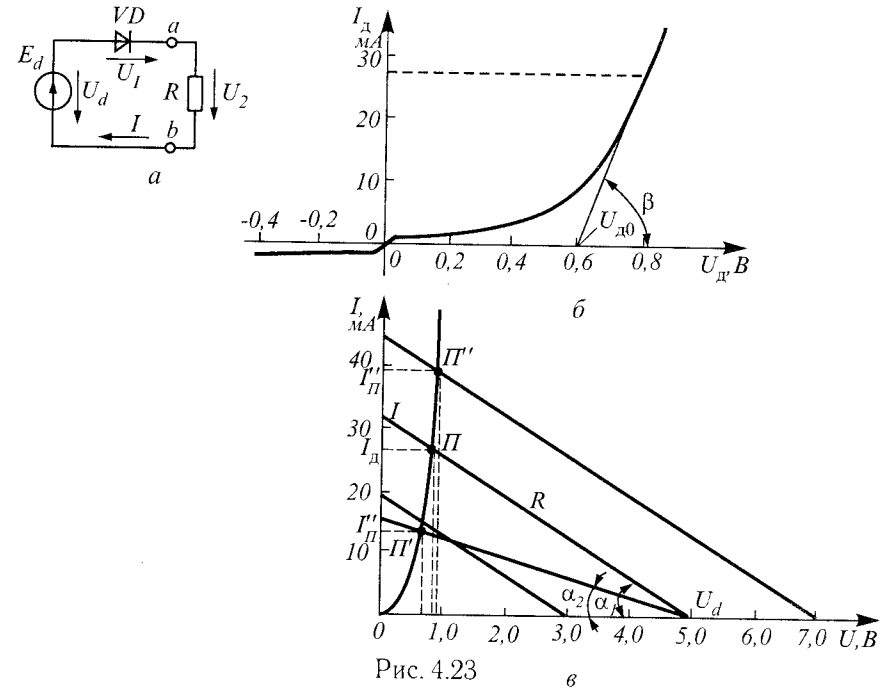
Робоча точка p визначається як точка перетину характеристик 4 та 3. Координати цієї точки на площині вхідних характеристик (рис. 4.22, в) визначають вхідний струм I_{1p} та вхідну напругу U_{1p} чотириполюсника. Переносячи положення робочої точки на допоміжну характеристику $I_2(I_1)$ (рис. 4.22, а), отримуємо значення вихідного струму I_{2p} , що відповідає вхідному сигналу I_{1p} . Точка перетину p ординати вихідного струму I_{2p} з ВАХ активного двополюсника (рис. 4.22, б) являє собою робочу точку на сім'ї вихідних характеристик чотириполюсника. Вихідна характеристика нелінійного чотириполюсника, яка відповідає значенню вхідного струму I_{1p} як параметра, зображена на рис. 4.22, б пунктиром. Абсциса робочої точки p на координатній площині вихідних характеристик нелінійного чотириполюсника відповідає значенню напруги на вході U_{2p} . Напругу на резисторі тепер легко знайти: $U_n = E_2 - U_2$.

Графічні методи визначення робочих точок на характеристиках нелінійних дво- та чотириполюсників використовуються для розрахунку нелінійних кіл у разі малих відхилень від заданого режиму, коли можлива лінеаризація характеристик.

Проілюструємо застосування описаних вище методів для розрахунку нелінійних кіл постійного струму.

Приклад 4.3. До кола, яке складається з послідовно з'єднаних діода

VD та резистора $R=150 \text{ Ом}$, прикладено напругу $U=U_d=5 \text{ В}$ (рис. 4.23, а). Визначити струм у колі та спад напруги на її елементах. ВАХ діода у збільшеному масштабі нелінійної ділянки її прямої вітки приведена на рис. 4.23.



Розв'язання. Знайдемо розв'язання задачі графічно з використанням методу перетину характеристик. Для цього на ВАХ діода з точки $U_d = 5 \text{ В}$ проведемо пряму, яка характеризує залежність струму від напруги для резистора R (рис. 4.23, в). Ця пряма називається *лінією навантаження* або *навантажувальною прямою*. Її легко побудувати за двома точками, які відповідають режиму холостого ходу ($R_D = \infty$) та короткого замикання ($R_D = 0$) кола. У режимі холостого ходу навантажувальна пряма перетинає ось напруг у точці $U = U_d$ ($I_D = 0$) і, отже, $U_D = U_d$. У відповідності з схемою на рис. 4.23, а $I = U_d / (R + R_D)$. У режимі короткого замикання $R_D = 0$ і навантажувальна пряма перетинає ось струмів у точці $I = U_d / R$, де I — струм короткого замикання кола. В нашому випадку $I_{кз} = 33,333 \text{ мА}$.

Навантажувальну пряму можна також побудувати, якщо провести її

з точки на вісі напруг, яка відповідає напрузі живлення U_d під кутом α до цієї осі. Величина цього кута визначається з виразу

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{m_U}{m_I} \cdot \frac{1}{R}.$$

В нашому випадку $m_U = 0,5 \text{ В/нод}$; $m_I = 5 \cdot 10^{-3} \text{ А/нод}$, $\operatorname{tg} \alpha_1 = 0,66$ та $\alpha_1 \approx 34^\circ$.

Точка Π перетину навантажувальної прямої з ВАХ діода є розв'язанням системи

$$\left. \begin{aligned} I &= I_{VD} = I_R, \\ U_1(I) + U_2(I) &= U_d \end{aligned} \right\}$$

та представляє собою робочу точку схеми. Проекції цієї точки на осі координат визначають робочий режим кола, тобто значення струму $I = I_D$ та відповідні йому спади напруг на діоді $U_1(I)$ та резисторі $U_2(I)$ (рис. 4.23, в).

У нашому прикладі одержимо: $I = 27 \text{ мА}$; $U_1(I) = U_d = 0,8 \text{ В}$; $U_2(I) = U_R = 4,2 \text{ В}$.

Цей приклад можна розв'язати і аналітично, використовуючи кусково-лінійну апроксимацію ВАХ діода. Для прямої вітки ВАХ діода, показаної на рис. 4.23, а, відповідно (4.10), можна записати

$$U_d = U_{D0} + r_{\text{диф}} I_D,$$

де $U_{D0} = 0,61 \text{ В}$; $r_{\text{диф}} = (m_U / m_I) \cdot \operatorname{ctg} \beta = \Delta U_{\Delta} / \Delta I_{\Delta} = 0,38 \text{ В/50 мА} \approx 7,6 \text{ Ом}$. Тоді у відповідності з другим законом Кірхгофа для схеми можна записати

$$U_d = U_{D0} + r_{\text{диф}} I + RI,$$

звідки

$$I = (U_d - U_{D0}) / (R + r_{\text{диф}}) = (5 - 0,61) / (150 + 7,6) = 27,9 \text{ мА};$$

$$U_d = 0,61 + 7,6 \cdot 27,9 \cdot 10^{-3} = 0,82 \text{ В};$$

$$U_R = 150 \cdot 27,9 \cdot 10^{-3} = 4,185 \text{ В}.$$

Одержані результати практично повторюють значення, знайдені графічно методом перетину характеристик. Похибка виникає внаслідок апроксимації ВАХ діода лінійною функцією.

Приклад 4.4. Визначити, як зміниться робочий режим кола на рис. 4.23, а у випадку збільшення R у 2 рази ($R = 300 \text{ Ом}$).

Розв'язання. Графічно зміна опору резистора приведе до зменшення кута нахилу навантажувальної прямої до кута

$$\alpha_2 = \arctg [m_U / (m_I 2R)].$$

Точка перетину Π' нової навантажувальної прямої з ВАХ діода визначить наступні значення шуканих величин: $I'_{\Pi} = 14 \text{ мА}$; $U_d = 0,67 \text{ В}$; $U_R = 4,33 \text{ В}$.

Використовуючи зроблену у прикладі 4.3 апроксимацію ВАХ діода, одержимо

$$I = (5 - 0,61) / (300 + 7,6) \approx 14,3 \text{ мА};$$

$$U_d = 0,61 + 7,6 \cdot 14,3 \cdot 10^{-3} = 0,72 \text{ В};$$

$$U_R = 300 \cdot 14,3 \cdot 10^{-3} = 4,29 \text{ В}.$$

Очевидно, що в даному випадку розбіжність одержаних результатів більша, ніж у прикладі 4.3. Це пояснюється тим, що із зменшенням струму реальна характеристика діода починає дуже відрізнятися від використаної кусково-лінійної апроксимації. Отже, для аналітичного розв'язання бажано уточнити параметри апроксимації.

Приклад 4.5. Визначити, як зміниться робочий режим кола на рис. 4.23, а, при умові збільшення напруги живлення з 5 В до 7 В .

Розв'язання. Збільшення напруги живлення приводить до зсуву точки перетину навантажувальної характеристики з віссю напруг праворуч, на $\Delta U = 2 \text{ В}$. При цьому зміниться і струм короткого замикання $I_{\text{кз}} = U_d / R$. В результаті навантажувальна пряма переміститься паралельно собі праворуч уверх. Це пояснюється тим, що її нахил визначається опором R , який залишається незмінним. Точка перетину Π'' визначить новий робочий режим схеми (рис. 4.23, в)

$$I''_{\Pi} = 39,5 \text{ мА}, \quad U''_d = 0,9 \text{ В}, \quad U''_R = 6,1 \text{ В}.$$

Приклад 4.6. Для схеми рис. 4.24, а визначити вхідну напругу, що забезпечує одержання вихідної напруги $U_{\text{вих}} = E_K / 2$. Параметри схеми: $E_K = 15 \text{ В}$, $R_K = 15 \text{ Ом}$, $R_B = 50 \text{ Ом}$. Транзистор КТ830А, $h_{21E} = 25$. Вхідні та вихідні характеристики наведені на рис. 4.24, б, в.

Розв'язання. Скористаємось для розв'язання методом перетину характеристик. Для цього на вихідних характеристиках транзистора проведемо навантажувальну пряму. Вона пройде через точки $U = E_K = 15 \text{ В}$, $I = 0$ та $U = 0$, $I_K = E_K / R = 15 / 15 = 1 \text{ А}$. Для вихідної напруги $U_{KE} = U_{\text{вих}} = 7,5 \text{ В}$ знайдемо точку перетину однієї з вихідних характеристик з навантажувальною прямою — точка Π (рис. 4.24, в).

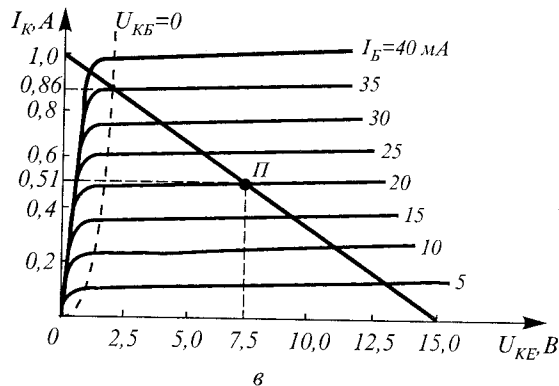
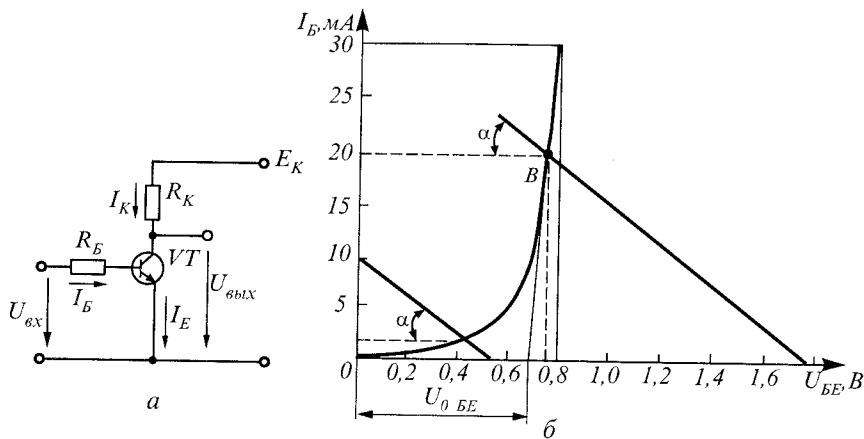


Рис. 4.24

Знайдена вихідна характеристика відповідає струму колектора транзистора $I_K = 0,51 \text{ A}$ та струму бази $I_B = 20 \text{ mA}$.

На вхідній характеристиці транзистора (рис. 4.24, б) відмітимо точку, що відповідає струму $I_B = 20 \text{ mA}$ (точка В). Через цю точку під кутом до осі напруг, рівним $\alpha = \text{arcctg } R_B (m_I / m_U)$ проведемо пряму до перетину з віссю напруг. Одержана точка перетину і дасть вхідну напругу.

Для нашого випадку

$$\alpha = \text{arcctg } 50 \frac{2,5 \cdot 10^{-3} \text{ A/под}}{0,1 \text{ B/под}} \approx 39^\circ \text{ та } U_{\text{вх}} = 1,76 \text{ B.}$$

Цей приклад можна розв'язати аналітично, використовуючи кусково-лінійну апроксимацію вхідної характеристики транзистора

$$U_{\text{BE}} = U_{0\text{BE}} + r_B I_B,$$

де $U_{0\text{BE}} = 0,68 \text{ B.}$

$$r_B = (m_U / m_I) \cdot \text{ctg } \alpha = \Delta U_{\text{BE}} / \Delta I_B = \frac{0,8 - 0,68}{30 \cdot 10^{-3}} = 4 \text{ Ом.}$$

При вихідній напрузі $U_{\text{вих}} = E_K / 2 = 7,5 \text{ B}$ колекторний струм транзистора повинен дорівнювати

$$I_K = (E_K - U_{\text{вих}}) / R_K = 7,5 / 15 = 0,5 \text{ A.}$$

Через те що транзистор у даному випадку працює в активному режимі, його струм бази може бути знайдений через значення коефіцієнта $h_{21\text{E}}$

$$I_B = I_K / h_{21\text{E}} = \frac{0,5}{25} = 20 \cdot 10^{-3} \text{ A.}$$

За другим законом Кірхгофа

$$U_{\text{вх}} = R_B I_B + U_{0\text{BE}} + r_B I_B = 50 \cdot 20 \cdot 10^{-3} + 0,68 + 4 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 1,76 \text{ B.}$$

Приклад 4.7. Для умов прикладу 4.6 знайти діапазон зміни вхідної напруги, що відповідає роботі транзистора в активному режимі.

Розв'язання. Для розв'язання знайдемо колекторні струми транзистора, які відповідають границям режимів насичення та відсічки.

Границя режиму насичення відповідає умові $U_{\text{KB}} = 0$. При цій умові з рис. 4.24, в знайдемо $I_{\text{Kmax}} = 0,86 \text{ A}$.

Границя режиму відсічки (вимкнутий стан) умовно визначається співвідношенням $I_{\text{Kпор}} = 0,05 \cdot I_{\text{Kmax}}$. Тому визначимо відповідні умовам максимальний та мінімальний струми бази транзистора

$$I_{\text{Bmax}} = I_{\text{Kmax}} / h_{21\text{E}} = 0,86 / 25 = 34,4 \text{ mA};$$

$$I_{\text{Bmin}} = I_{\text{Kmin}} / h_{21\text{E}} = I_{\text{Kпор}} / h_{21\text{E}} = 0,05 \cdot 0,86 / 25 = 1,72 \text{ mA.}$$

Аналітичне розв'язання з використанням одержаної в прикладі 4.6 апроксимації вхідної характеристики для випадку $I_B = I_{\text{Bmin}}$ внаслідок їх сильного розходження дасть велику похибку. Тому значення $U_{\text{вхmin}}$ доцільно визначити безпосередньо за вхідною характеристикою транзистора методом перетину характеристик. Для визначення $U_{\text{вхmax}}$ можна скористуватись одержаною апроксимацією.

Тоді

$$U_{\text{вхmax}} = R_B I_{\text{Bmax}} + U_{0\text{BE}} + r_B I_{\text{Bmax}} = 50 \cdot 34,4 \cdot 10^{-3} + 0,68 + 4 \cdot 34,4 \cdot 10^{-3} = 2,54 \text{ B.}$$

По вхідній характеристиці на рис. 4.24, б маємо $U_{\text{вхmin}} = 0,54 \text{ B.}$

4.4. РОЗРАХУНОК НЕЛІНІЙНИХ КІЛ ЗМІННОГО СТРУМУ

При розгляданні нелінійних елементів у колах постійного струму

нами урахувались в основному тільки їх особливості (у порівнянні з лінійними елементами). Ці особливості пов'язані з відмінністю статичних та динамічних опорів, які для зазначених елементів можуть співпадати лише в окремих точках або на окремих ділянках ВАХ, а також із залежністю опору елемента від знака прикладеної напруги.

Для кіл змінного струму крім вказаних особливостей нелінійних елементів виявляються й такі, які зв'язані з частотою діяння електричного сигналу. Тому при аналізі електричних кіл змінного струму додатково розрізняють інерційні та безінерційні нелінійні елементи. Якщо динамічна характеристика для миттєвих значень збігається із статичною, то нелінійний елемент називається безінерційним, у протилежному разі — інерційним.

Статична характеристика повністю визначає електричний стан безінерційного елемента, якщо частота струму чи напруги в ньому не перевищує певного значення. Для кожного реального елемента існує гранична частота, у разі перевищення якої не можна користуватися статичними характеристиками без відповідної корекції. Врахування впливу частоти на характеристики елемента є складною задачею, яка потребує знання закономірностей фізичного механізму процесів, що в ньому проходять. Тому далі, якщо це спеціально не обумовлено, вважатимемо, що частоти струмів та напруг не перевищують гранично допустимих значень і статичні характеристики повністю визначають електричні властивості елементів. Статичні та диференціальні параметри, розглянуті раніше, знаходяться саме за статичними характеристиками.

Типовим прикладом інерційного нелінійного елемента, інерційність якого виявляється вже на досить низьких частотах, може бути звичайна лампа розжарювання, баретер чи будь-який інший резистивний елемент, у якого нелінійність характеристики визначається залежністю питомої провідності речовини від температури. Статична ВАХ лампи розжарювання нелінійна тому, що у разі зміни значення постійної напруги або струму лампи змінюється її температурний режим, а отже, і її статичний опір (рис. 4.25 — крива 1). Якщо до лампи прикладено змінну напругу, наприклад, синусоїдну промислової частоти 50 Гц, то температурний режим лампи визначається діючим значенням цієї напруги U , і за час, що дорівнює періоду, тобто 20 мс, температура практично не встигне змінитися. Тому статичний (а також диференціальний) опір лампи залишається незмінним протягом усього періоду і відповідає діючому значенню U прикладеної напруги (точка p на рис. 4.25). Таким чином, зв'язок між миттєвими значеннями синусоїдної напруги, прикла-

деної до лампи, і струму через лампу вважається динамічною характеристикою, яка являє собою пряму лінію, проведену через початок координат і точку p статичної характеристики (рис. 4.25 — пряма 2).

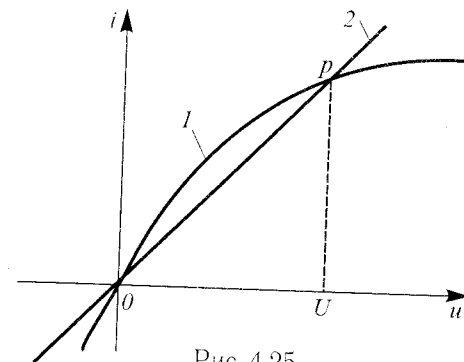


Рис. 4.25

У розглянутому прикладі статична характеристика елемента нелінійна, а динамічна — лінійна. Такі інерційні елементи називають іноді умовно-нелінійними (квазілінійними). До їх числа можна віднести також елементи, в яких нелінійність обумовлена інерційними змінами геометрії котушки або конденсатора.

Ці зміни викликаються електростатичними силами, що залежать від діючих значень струмів або напруг. До них належать електромеханічні системи, які складаються з конденсатора з рухомими обкладками (електростатичний вольтметр), рухомих котушок або осердь (електродинамічні та електромагнітні амперметри та вольтметри). Взагалі, вирішення питання про безінерційність чи інерційність нелінійного елемента потребує детального аналізу фізичного процесу, який відповідає за нелінійність. Окрім згаданих, причинами нелінійності можуть бути дуже складні процеси дифузії та дрейфу носіїв струму в напівпровідникових матеріалах (напівпровідникові діоди, транзистори, тиристори), процеси іонізації газу (тліючий, дуговий розряди, іонні прилади), процеси взаємодії електричного або магнітного поля з об'ємним зарядом (електронні прилади), фотоефект (фоторезистори, фотодіоди, фототранзистори, оптрони) тощо. У кожному випадку потрібно порівнювати сталу τ_c часу динаміки фізичного явища та тривалість періоду T змінної складової напруги чи струму на нелінійному елементі. Якщо $T \gg \tau_c$, нелінійний елемент треба вважати безінерційним; якщо $T \ll \tau_c$ — інерційним. Нарешті, якщо τ_c та T — величини одного порядку, то спостерігається відставання (гістерезис) параметрів нелінійного елемента від зміни напруги (струму, потокозчеплення, заряду). Динамічна характеристика нелінійного елемента при періодичних процесах набуває вигляду замкненої кривої. Диференціальні параметри в цьому разі називають динамічними. Вони мають комплексний характер. Це означає, що у нелінійного резис-

тивного елемента проявляється індуктивна або ємнісна компонента, а у реактивних елементів — резистивна компонента.

В зв'язку з тим, що опір інерційного елемента не залежить від миттєвих значень струму та напруги, величину його за тривалість одного періоду зміни вхідного сигналу можна вважати сталою і форма змінного електричного сигналу на виході завжди повторює форму сигналу на вході. Отже, розрахунки таких кіл відносно миттєвих значень струмів та напруг можна виконувати з використанням методів аналізу лінійних кіл.

Нелінійність інерційного елемента залежить тільки від його опорів при діючих значеннях струму та напруги. Так, для розглянутих вище елементів більшим діючим струмам відповідає більша температура нагріву провідника, а отже, і більший опір нелінійного елемента. Із сказаного випливає, що розрахунок та аналіз кіл змінного струму, які мають нелінійні елементи, відносно діючих значень струмів та напруг нічим не відрізняються від методів, розглянутих в § 4.3 для кіл постійного струму.

Безінерційні нелінійні елементи є нелінійними по відношенню як до діючих, так і до миттєвих значень струму та напруги. На залежності їх параметрів від миттєвих значень струмів та напруг оснований принцип дії цілого ряду електротехнічних та електронних пристроїв. На практиці найбільше розповсюдження одержали безінерційні нелінійні елементи, до яких, у першу чергу, відносяться напівпровідникові прилади.

Наприклад, одна з найважливіших особливостей діода — хороші вентиляльні властивості, тобто порівняно малий опір при позитивному півперіоді прикладеної змінної напруги (діод відкритий) та великий опір при негативному його півперіоді (діод закритий), — широко використовується для перетворення змінного струму в пульсуючий.

На рис. 4.26, а приведена найпростіша схема, складена з послідовно з'єднаних діода VD та резистора R_H , на вхід якої подається синусоїдна напруга. З урахуванням ВАХ діода (див. рис. 1.4, а) струм через діод буде протікати тільки в перебігу позитивних півперіодів поданої на вхід кола синусоїдної напруги. У цьому випадку струм у колі має переривчастий характер.

Графічний метод знаходження струму зображений на рис. 4.26, б ($i(u_1)$ — пряма вітка ВАХ діода; $i(u_2)$ — ВАХ лінійного навантажувального резистора R_H ; $i(u)$ — ВАХ кола, побудована шляхом підсумовування абсцис ВАХ діода VD та резистора R_H).

Для спрощення розрахунків звичайно нехтують зворотним струмом p - n -переходу та опором бази відкритого діода. В цьому випадку можна

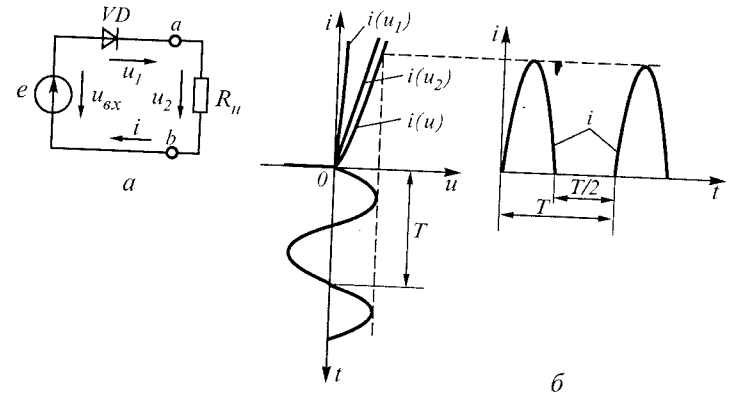


Рис. 4.26

вважати опір закритого діода рівним нескінченності ($r_{зв} = \infty$), а відкритого — нулю ($r_{пр} = 0$), що відповідає системі рівнянь

$$\begin{cases} I = 0 & \text{при } U < 0, \\ U = 0 & \text{при } I > 0. \end{cases}$$

ВАХ такого ідеалізованого діода приведена на рис. 1.4, б. ВАХ кола на рис. 4.26, а замінюється в цьому випадку прямою, яка проходить через початок координат та точку максимального струму діода, тобто практично повторює залежність $i(u_2)$ (рис. 4.26, б). Результат розрахунку графічним способом після проведення такої лінеаризації характеристики, незважаючи на прийняті припущення, достатньо точний. Крива струму повторює форму позитивних півперіодів вхідної напруги. Для випадку ідеалізованого діода графічний розрахунок звичайно замінюють аналітичним, що буде розглянуто далі.

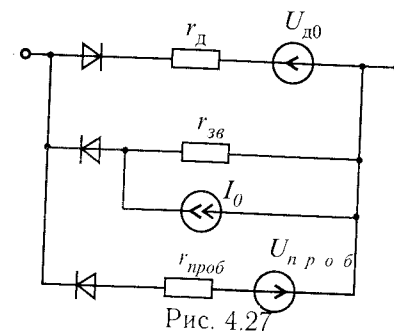


Рис. 4.27

Використання ідеальних діодів дозволяє також спростити складання еквівалентних схем нелінійних напівпровідникових елементів. Так, напівпровідниковий діод на основі кусково-лінійної апроксимації його ВАХ, яка розглянута в § 4.2, може бути представлений у вигляді схеми заміщення на рис. 4.27, що урахує роботу діода в усіх трьох областях його ВАХ.

Якщо заздалегідь відома область роботи діода, то схема заміщення, приведена на рис. 4.27, може бути спрощена.

Проте, слід підкреслити, що розглянута схема заміщення діода не урахує його частотних властивостей і може бути застосована тільки у тих випадках, коли при розрахунку кола власна швидкодія діода не ураховується.

На кожній ділянці лінійної залежності між напругою та струмом діода електромагнітні процеси в колі, до складу якого входить діод, описуються лінійними диференціальними (або алгебраїчними) рівняннями. У разі переходу через точку злomu змінюються лише коефіцієнти рівнянь, які залежать від нахилу апроксимуючого відрізка прямої. Розрахунок електромагнітних процесів зводиться до «припасовування» розв'язків лінійних диференціальних рівнянь, отриманих на різних інтервалах зміни струмів та напруг. Сталі інтегрування на кожному інтервалі, а також моменти часу, в які відбувається перехід з однієї ділянки характеристики на іншу (в моменти комутації), визначають з фізичних умов неперервності струмів в індуктивностях та напруг на конденсаторах кола.

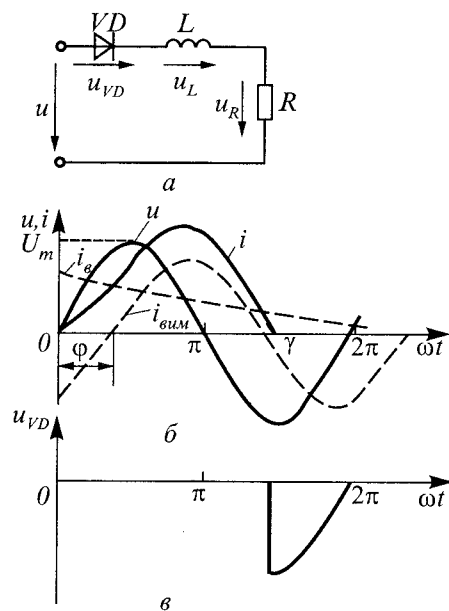


Рис. 4.28

Викладений метод, що називається кусково-припасувальним, або методом спряження інтервалів, придатний для розрахунку як перехідних, так і усталених періодичних процесів. В останньому випадку розв'язок досить отримати на інтервалі повторення процесу, використовуючи додатково умови періодичності. Згідно з цими умовами значення струмів в індуктивностях та напруг на конденсаторах мають бути однаковими на початку і в кінці інтервалу. Основною перевагою методу спряження інтервалів є можливість отримання дійсних форм кривих струмів та напруг, що відповідають прийнятій

апроксимації характеристик нелінійних елементів.

Проілюструємо застосування методу для розрахунку нелінійних кіл змінного струму.

Приклад 4.8. Найпростішим прикладом застосування методу спряження інтервалів може бути однопівперіодний випрямляч змінного струму з індуктивним фільтром, схема якого показана на рис. 4.28, а. Діод вважаємо ідеальним з характеристикою, що відповідає рис. 1.4, б.

Ідеальний діод по суті є ключем, який замикається, як тільки напруга на ньому дорівнює нулю, і розмикається, як тільки струм у ньому спадає до нуля. Напруга на вході випрямляча синусоїдна: $u = U_m \sin \omega t$ (рис. 4.28, б). В усталеному режимі робоча точка на характеристиці діода з ділянки $r_{зв} = \infty$ (діод закритий, $i = 0$) переходить на ділянку $r_{пр} = 0$ (діод відкритий, $U_{пр} = 0$). У закритому стані діод може перебувати тільки протягом негативного півперіоду прикладеної напруги, отже, з

початку позитивного півперіоду струм i має змінюватись, починаючи з нульового значення. В інтервалі часу $0 \leq t \leq t_3 = \frac{\gamma}{\omega}$, коли $U_{пр} = 0$, справедливе рівняння за другим законом Кірхгофа

$$Ri + L \frac{di}{dt} = U_m \sin \omega t. \quad (4.12)$$

Його розв'язання

$$i = i_{\text{вим}} + i_{\text{с}} = \frac{U_m}{z} \sin(\omega t - \varphi) + A e^{-\frac{t}{\tau}},$$

$$\text{де } z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}, \quad \varphi = \arctg \frac{\omega L}{R} = \arctg \omega \tau, \quad \tau = \frac{L}{R}.$$

Стала інтегрування A визначається з умови $i(0) = 0$:

$$A = \frac{U_m}{z} \sin \varphi.$$

Тоді

$$i = \frac{U_m}{z} \left[\sin(\omega t - \varphi) + \sin \varphi e^{-\frac{t}{\tau}} \right]. \quad (4.13)$$

Струм i спадає до нуля в момент часу $t_3 = \frac{\gamma}{\omega}$, який визначається з рівняння

$$\sin(\omega t_3 - \varphi) + \sin \varphi e^{-\frac{t_3}{\tau}} = 0. \quad (4.14)$$

У цей момент робоча точка на характеристиці діода переходить з ділянки $r_{пр} = 0$ на ділянку $r_{зв} = \infty$.

Рівняння (4.14) — трансцендентне. Його розв'язують графічно або чисельним методом. Зазначимо, що необхідність розв'язання складних алгебраїчних та трансцендентних рівнянь для знаходження сталих інтегрування та моментів переходу є істотним недоліком кусково-припасувального методу.

В інтервалі $t_3 \leq t \leq \frac{2\pi}{\omega} = T$ діод VD закритий і струм у колі дорівнює нулю (рис. 4.28, б), вхідна напруга U прикладена безпосередньо до діода (рис. 4.28, в). Далі процеси повторюються в тій самій черговості.

Кут $\gamma = \omega t_3$ називається кутом відтину. Із зменшенням R цей кут зростає

і в граничному випадку ($R = 0$, $\varphi = \frac{\pi}{2}$) дорівнює 2π , а, отже, струм у колі проходить безперервно протягом усього періоду. У цьому разі змінна складова струму обмежується лише індуктивним опором ωL , тобто вона така сама, як і у разі відсутності діода VD . Мінімальне значення сталої складової струму дорівнює амплітуді змінної складової. Знайшовши струм у колі, легко визначити напруги на всіх елементах та розрахувати будь-які величини, що характеризують роботу випрямляча: гармонічний склад, середні, діючі, максимальні значення струмів та напруг, коефіцієнти пульсації та потужності.

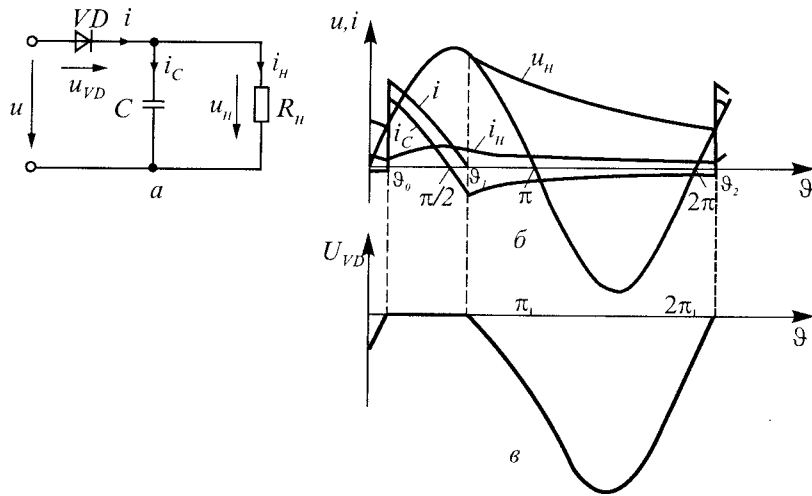


Рис. 4.29

Приклад 4.9. Схема на рис. 4.29, а використовується для амплітудного випрямлення змінної напруги. Розглянемо ustalений періодичний

режим у ній у разі живлення від джерела синусоїдної напруги $u = U_m \sin \vartheta$, де $\vartheta = \omega t$; діод VD вважаємо ідеальним.

У проміжку часу $\vartheta_0 \leq \vartheta \leq \vartheta_1$ (рис. 4.29, б, в), коли діод VD відкритий ($U_{vD} = 0$), маємо

$$\begin{aligned} u_n &= u = U_m \sin \vartheta; \\ i_c &= C \frac{du_n}{dt} = \omega C U_m \cos \vartheta; \\ i_n &= \frac{u_n}{R_n} = \frac{U_m}{R_n} \sin \vartheta; \\ i &= i_c + i_n. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Діод VD закривається в момент $\vartheta = \vartheta_1$, коли $i = 0$, отже,

$$\frac{U_m}{R_n} \sin \vartheta_1 + \omega C U_m \cos \vartheta_1 = 0.$$

Звідси $\vartheta_1 = \arctg(-\omega R_n C) = \arctg(-\omega \tau)$, де $\tau = R_n C$.

Як показано на рис. 4.29, б кут $\vartheta_1 > \pi/2$. Після закриття діода частина кола R_n , C відмикається від джерела напруги u і в наступному інтервалі часу $\vartheta > \vartheta_1$ конденсатор C починає розряджатися через R_n

$$\begin{aligned} i_c &= C \frac{du_n}{dt} = \omega C \frac{du_n}{d\vartheta}; \\ \omega R_n C \frac{du_n}{d\vartheta} + u_n &= 0. \end{aligned} \quad (4.16)$$

Якщо відраховувати час від початку інтервалу, тобто від моменту $\vartheta = \vartheta_1$, то розв'язок для (4.16) матиме вигляд

$$u_n = A e^{-\frac{\vartheta - \vartheta_1}{\omega R_n C}}.$$

Якщо $\vartheta = \vartheta_1$, маємо $u_n = U_m \sin \vartheta_1 = A$.

Отже,

$$u_n = U_m \sin \vartheta_1 e^{-\frac{\vartheta - \vartheta_1}{\omega R_n C}}. \quad (4.17)$$

Процес розряду конденсатора C продовжується, поки прикладена до діода VD напруга (рис. 4.29, в) має негативний знак, тобто

$$u_{VD} = u - u_H < 0. \quad (4.18)$$

Оскільки $u_H > 0$, то зрозуміло, що протягом усього негативного півперіоду напруги u діод VD буде закритий, а в наступний півперіод, коли $u > 0$, створюються умови для відкриття діода в момент $\vartheta = \vartheta_2$. Щоб знайти ϑ_2 , використаємо рівняння (4.18), записуючи його, (якщо $\vartheta = \vartheta_2$),

$$U_m \sin \vartheta - U_m \sin \vartheta_1 e^{-\frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{\omega R_H C}} = 0. \quad (4.19)$$

Це трансцендентне рівняння розв'язується графічно (рис. 4.29, б). У момент $\vartheta = \vartheta_2$ діод VD відкривається і процес повторюється періодично. Отже,

$$\vartheta_2 = \vartheta_0 + 2\pi.$$

Знаючи аналітичні вирази для u_H на окремих інтервалах протягом періоду, легко розрахувати сталу складову U_d , а також коефіцієнти, що характеризують форму випрямленої напруги. Пульсації випрямленої напруги зменшуються у разі зростання величини $\omega R_H C$. У граничному

випадку $\omega R_H C \rightarrow \infty$, $\vartheta_1 \rightarrow \frac{\pi}{2}$, $\vartheta_0 \rightarrow \frac{\pi}{2}$, $U_d \rightarrow U_m$ (амплітудне випрямлення).

4.5. РОЗРАХУНОК НЕЛІНІЙНИХ КІЛ ПРИ ОДНОЧАСНІЙ ДІЇ ДЖЕРЕЛ ПОСТІЙНОЇ ТА ЗМІННОЇ НАПРУГ

При аналізі режимів роботи аналогових та імпульсних електронних пристроїв, коли на вході кола діють одночасно постійна та змінна складові струму, користуються методом накладання (суперпозиції) для нелінійних кіл. У цьому випадку спочатку роблять розрахунок кола з урахуванням тільки джерел постійного струму, визначаючи режим роботи пристрою на постійному струмі. На практиці сталі складові електричного сигналу підсилювача, як правило, називають напругою та струмом покою. Потім приводять характеристики до нульових значень напруги та струму покою і вже для цих характеристик (без урахування сталих складових струму) розраховують режим роботи пристрою на змінному струмі.

При розрахунку нелінійних кіл, які мають керовані нелінійні елементи, також широко використовують метод кусково-лінійної апроксимації.

Розрахунок нелінійних кіл, які мають як нелінійний елемент тран-

зистор, значно спрощується, якщо використати метод кусково-лінійної апроксимації його статичних характеристик, беручи невеликі прирости напруг та відповідних їм струмів, у межах яких залежність між вказаними параметрами можна вважати лінійною. В цьому випадку, як відмічалось в розділі 1, транзистор як чотириполіусник описується системою лінійних рівнянь, які відображають його малосигнальну схему заміщення в h (для низькочастотних транзисторів) або в y (для високочастотних транзисторів) параметрах. Скористаємося малосигнальною схемою заміщення транзистора, зображеною на рис. 1.22.

Підключивши до виходу транзистора навантажувальний пристрій з опором Z_H , а до його входу — джерело гармонічного сигналу $\dot{E}_c$ (на рис. 4.30 показані штриховими лініями), одержуємо лінійне коло, що зображує підсилюючий каскад.

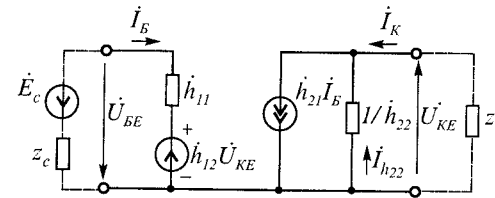


Рис. 4.30

За другим законом Кірхгофа для першого контуру

$$-h_{12} \dot{U}_{KE} = \dot{I}_B h_{11} - \dot{U}_{BE}. \quad (4.20)$$

Величина h_{12} у сучасних транзисторів настільки мала, що при розрахунках електронних схем нею, як правило, нехтують:

$$\dot{E}_c = \dot{U}_{BE} + \dot{I}_B Z_c. \quad (4.21)$$

За першим законом Кірхгофа для другого контуру

$$h_{21} \dot{I}_B = \dot{I}_K + \dot{I}_{h_{22}}. \quad (4.22)$$

З урахуванням того, що напруга, прикладена до лінійних елементів Z_H та $1/h_{22}$, відповідно дорівнює

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{KE} &= \dot{I}_K Z_H \\ \dot{U}_{KE} &= \dot{I}_{h_{22}} (1/h_{22}) \end{aligned} \right\}. \quad (4.23)$$

визначають

$$\dot{I}_{h_{22}} = h_{22} \dot{U}_{KE} = h_{22} Z_H \dot{I}_K. \quad (4.24)$$

Якщо підставити (4.24) у (4.22), одержимо

$$h_{21} \dot{I}_B = \dot{I}_K + h_{22} Z_H \dot{I}_K. \quad (4.25)$$

Комплексний коефіцієнт підсилення по струму K_i знаходять після нескладних перетворень з (4.25)

$$\underline{K}_i = \dot{I}_K / \dot{I}_B = h_{21}(1 + h_{22} \underline{Z}_H). \quad (4.26)$$

Аналогічно, використовуючи рівняння (4.20) — (4.25), можна розрахувати і інші характеристики нелінійного кола, які потрібні при аналізі підсилювальних пристроїв.

Таким чином, за допомогою аналізу кола, яке містить нелінійні керовані елементи, можна достатньо швидко та просто оцінити можливості цього кола, коректуючи у випадку потреби його параметри.

Приклад 4.10. На вході кола (рис. 4.23, а) діє напруга $U_{вх} = 5 + 2 \sin \omega t$. Для параметрів, які дані в прикладі 4.3, визначити струм кола.

Розв'язання. Для розв'язання використовуємо метод накладання, згідно з яким спочатку визначимо значення струму та напруг тільки для сталої складової вхідного сигналу (напруга та струм спокою), а потім амплітудні значення для його змінної складової.

Розв'язання задачі для випадку дії на вході сталої складової напруги $U_d = 5 \text{ В}$ було проведено в прикладі 4.3. Звідки $U_D = 0,8 \text{ В}$; $I = 27 \text{ мА}$; $U_{R_H} = 4,2 \text{ В}$.

Розв'язання задачі для змінної складової вхідного сигналу може бути виконано або графічно з використанням ВАХ діода, приведеної на рис. 4.23, б, або аналітично за її кусково-лінійною апроксимацією.

При графічному розв'язанні зручно користуватись методом переміщення навантажувальної прямої, використаємо у прикладі 4.5. Для цього додатково будують дві навантажувальні прямі, переміщені відносно

навантажувальної прямої для постійної складової сигналу на амплітуду змінної складової вхідної напруги. В нашому випадку, так як амплітуда вхідної змінної напруги дорівнює 2 В , ці прямі перетнуть вісь напруг у точках $U = 7 \text{ В}$ та $U = 3 \text{ В}$. Одержані точки перетину нових

навантажувальних прямих з ВАХ діода дадуть відповідно максимальне та мінімальне значення струму в колі, а також спад напруги на його елементах (рис. 4.23, в).

У нашому випадку отримаємо

$$U_{D \max} = 0,9 \text{ В}, \quad I_{вх \max} = 39,7 \text{ мА}, \quad U_{R_H \max} = 6,1 \text{ В};$$

$$U_{D \min} = 0,7 \text{ В}, \quad I_{вх \min} = 14,5 \text{ мА}, \quad U_{R_H \min} = 2,3 \text{ В}.$$

З проведеного графічного розв'язання видно, що при заданій амплі-

туді змінної складової вхідного сигналу точка перетину навантажувальної прямої з ВАХ діода завжди залишається на практично лінійній її ділянці. Тому розв'язання може бути легко одержано аналітично з використанням кусково-лінійної апроксимації характеристики діода. В цьому випадку для змінної складової вхідної напруги початкова нелінійна схема (рис. 4.23, а) може бути замінена лінійною схемою заміщення, що показана на рис. 4.31. Для цієї схеми маємо

$$i_{вх} = u_{вх} / (R_H + r_D) = [U_{вх m} / (R_H + r_D)] \sin \omega t = I_{вх m} \sin \omega t = [2 / (150 + 7,6)] \sin \omega t = 12,7 \cdot 10^{-3} \sin \omega t.$$

Визначивши значення змінної складової струму кола, легко розрахувати інші його параметри

$$I_{вх \max} = I + I_{вх m} = 27 + 12,7 = 39,7 \text{ мА};$$

$$I_{вх \min} = I - I_{вх m} = 27 - 12,7 = 14,3 \text{ мА};$$

$$U_{D \max} = U_D + U_{D m} = 0,8 + 7,6 \cdot 12,7 \cdot 10^{-3} = 0,9 \text{ В};$$

$$U_{D \min} = U_D - U_{D m} = 0,8 - 7,6 \cdot 12,7 \cdot 10^{-3} = 0,7 \text{ В};$$

$$U_{R_H \max} = U_{R_H} + U_{R_H m} = 4,2 + 150 \cdot 12,7 \cdot 10^{-3} = 6,1 \text{ В};$$

$$U_{R_H \min} = U_{R_H} - U_{R_H m} = 4,2 - 150 \cdot 12,7 \cdot 10^{-3} = 2,3 \text{ В}.$$

Приклад 4.11. На вході кола (рис. 4.23, а) діє напруга $u_{вх} = 3 + 4 \sin \omega t$. Для параметрів, які дані в прикладі 4.3, визначити струм кола.

Розв'язання. В даному випадку також використовуємо метод накладання.

Розв'язання задачі для сталої складової сигналу запозичимо з попереднього прикладу: $U_D = 0,7 \text{ В}$; $I = 14,3 \text{ мА}$; $U_{R_H} = 2,3 \text{ В}$.

Для одержання розв'язання відносно змінної складової вхідної напруги неможливо по аналогії з попереднім прикладом скористатися однією лінійною еквівалентною схемою заміщення. Через те що існує часовий інтервал, протягом якого миттєве значення вхідної напруги приймає негативне значення, струм в колі не може бути знайдений без урахування нелінійності ВАХ діода.

Згідно з ВАХ діода, приведеної на рис. 4.23, б, для зворотної вітки маємо наступні параметри схеми заміщення діода (рис. 4.27): $r_{зв} = 400 \text{ Ом}$; $I_0 = 1 \text{ мА}$.

Графічне розв'язання для змінної складової сигналу ілюструється на рис. 4.32, з якого знаходимо

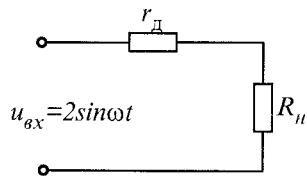


Рис. 4.31

$$I_{\text{вх max}} = 39,7 \text{ мА}, I_{\text{вх min}} = -2,55 \text{ мА};$$

$$U_{\text{д max}} = 0,9 \text{ В}, U_{\text{д min}} = -0,6 \text{ В}; U_{R_{\text{н max}}} = 6,1 \text{ В};$$

$$U_{R_{\text{н min}}} = -0,4 \text{ В}.$$

Очевидно, що в розглядуваному випадку форма струму в колі буде відрізнятися від синусоїдної і в моменти t_1 та t_2 буде мати місце злом синусоїдної кривої.

Чисельні значення часу t_1 та t_2 можуть бути знайдені з графіка або аналітично з розв'язання рівнянь

$$U_{\text{вх m}} \sin \omega t = -U_{\text{вх 0}};$$

$$t_1 = \frac{\pi}{\omega} + \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{U_{\text{вх 0}}}{U_{\text{вх m}}};$$

$$t_2 = \frac{2\pi}{\omega} - \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{U_{\text{вх 0}}}{U_{\text{вх m}}}.$$

Значення струму кола та спад напруги на елементах у проміжні

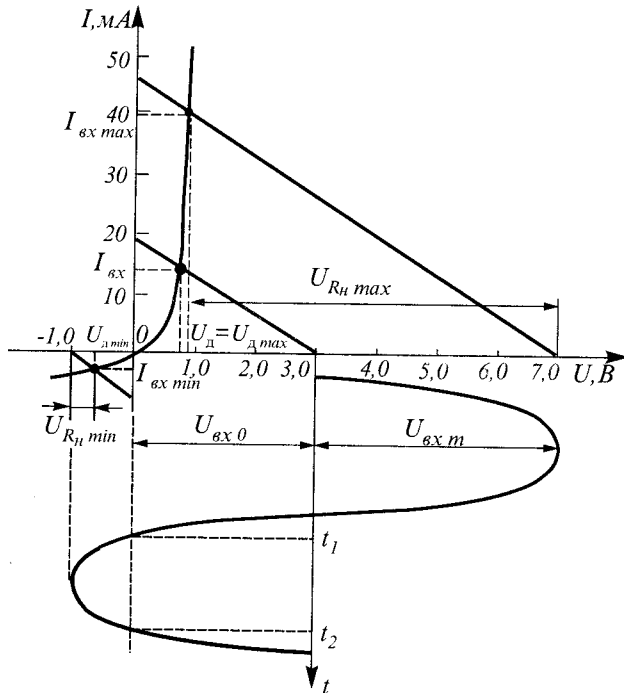


Рис. 4.32

моменти часу можуть бути отримані графічно з рис. 4.32 при побудові відповідних навантажувальних прямих.

Граничні значення струму та спад напруги в колі можуть бути одержані і аналітично. Для позитивних вхідних напруг, використовуючи кусково-лінійну апроксимацію ВАХ діода, аналогічно прикладу 4.10 одержимо:

$$I_{\text{вх max}} = 39,7 \text{ мА}, U_{\text{д max}} = 0,9 \text{ В}, U_{R_{\text{н max}}} = 6,1 \text{ В}.$$

Для негативних вхідних напруг схема заміщення для розглядуваного кола має вигляд, приведений на рис. 4.33. Для цієї схеми за другим законом Кірхгофа маємо

$$U_{\text{вх}} = R_{\text{н}} I_{\text{вх}} + r_{\text{зв}} (I_{\text{вх}} - I_0),$$

або

$$I_{\text{вх min}} = -\frac{U_{\text{вх min}} + I_0 r_{\text{зв}}}{R_{\text{н}} + r_{\text{зв}}} = -\frac{1 + 1 \cdot 10^{-6} \cdot 400}{150 + 400} = -2,54 \text{ мА};$$

$$U_{R_{\text{н min}}} = -I_{\text{вх}} R_{\text{н}} = -2,54 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = -0,38 \text{ В};$$

$$U_{\text{д min}} = -r_{\text{зв}} (I_{\text{вх}} - I_0) = -400 \cdot (2,54 - 1) \cdot 10^{-6} = -0,618 \text{ В}.$$

Результати аналітичного розрахунку практично збіглися з результатами, одержаними використанням безпосередньо ВАХ діода.

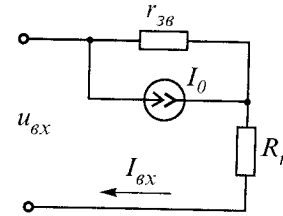


Рис. 4.33

Приклад 4.12. На вході схеми (рис. 4.24, а) діє напруга $u_{\text{вх}} = 1,76 + 0,5 \sin \omega t$. Для параметрів з прикладу 4.6 визначити $i_{\text{К}}$ та $u_{\text{вих}}$. Розв'язання. При заданих значеннях сталої складової вхідної напруги струм колектора $I_{0\text{К}}$ та вихідна напруга $U_{0\text{вих}}$ співпадають з одержаними в прикладі 4.6: $I_{0\text{К}} = 0,5 \text{ А}$; $U_{0\text{вих}} = 7,5 \text{ В}$.

Для одержання змінних складових струму та напруги спростимо схему заміщення, приведену на рис. 4.30, в припущенні, що $h_{12} = h_{22} = 0$. Дані умови, як правило, завжди виконуються на практиці. Тоді для змінних складових струмів та напруг будуть справедливі наступні співвідношення:

$$i_{\text{Б}} = u_{\text{вх}} / (R_{\text{Б}} + r_{\text{Б}}) = I_{\text{Б m}} \sin \omega t;$$

$$i_{\text{К}} = h_{21\text{Е}} I_{\text{Б}};$$

$$u_{\text{вих}} = u_{\text{КЕ}} = R_{\text{н}} i_{\text{К}} = R_{\text{н}} I_{\text{Б m}} h_{21\text{Е}} \sin \omega t.$$

Використовуючи наведені вирази, знайдемо амплітудні значення струму I_{Km} та вихідної напруги $U_{вих m}$:

$$I_{Bm} = U_{вх m} / (R_B + r_B) = 0,5 / (50 + 4) = 9,26 \text{ мА};$$

$$I_{Km} = I_{Bm} h_{21E} = 9,26 \cdot 25 = 231,5 \text{ мА};$$

$$U_{вих m} = I_{Km} R_K = 231,5 \cdot 10^{-3} \cdot 15 = 3,47 \text{ В}.$$

Тоді

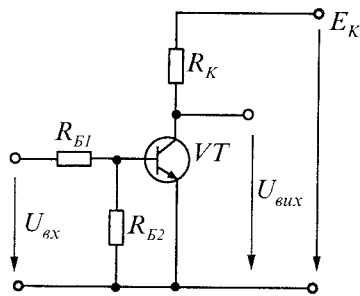
$$i_K = I_{0K} + I_{Km} \sin \omega t = 0,5 + 0,23 \sin \omega t;$$

$$u_{вих} = U_{0вих} + U_{вих m} \sin \omega t = 7,5 + 3,47 \sin \omega t.$$

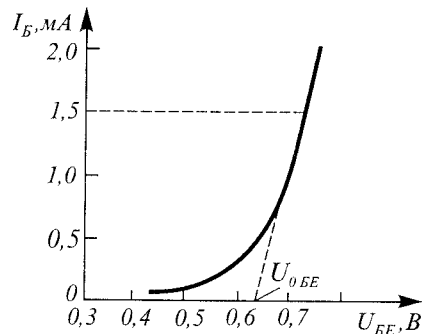
У нашому прикладі зміна вхідної напруги згідно з рис. 4.24, б не приводить до зміщення точки перетину навантажувальної прямої, яка відповідає R_B , з вихідною характеристикою транзистора на нелінійну ділянку останньої. Тому розрахунки змінних складових з використанням лінійної схеми заміщення дають прийнятну точність результатів.

Приклад 4.13. Для схеми рис. 4.34, а маємо:

$R_{B1} = 1,8 \text{ кОм}$; $R_{B2} = 2,4 \text{ кОм}$; $R_K = 1 \text{ кОм}$; VT - КТ830А; $E_K = 20 \text{ В}$; $h_{21E} = 20$; $u_{вх} = 2,8 + 0,7 \sin \omega t$; $\omega = 100\pi$. Визначити i_K та $u_{вих}$.



а



б

Рис. 4.34

Розв'язання. Обчислюємо сталі складові шуканих величин. Для цього скористаємося кусково-лінійною апроксимацією вхідної характеристики. Для знаходження точки, в якій повинна бути проведена апроксимація, скористаємося очевидним для заданих параметрів у колі співвідношенням R_{B1} та $R_{B2} \gg r_B$, тоді $I_B \approx U_{0вх} / R_{B1} = 2,8 / 1,8 = 1,5 \text{ мА}$.

Знаходимо на вхідній характеристиці транзистора (рис. 4.34, б) точку,

для якої $I_B = 1,5 \text{ мА}$, і одержимо наступні параметри апроксимації ВАХ: $U_{0BE} = 0,64 \text{ В}$, $r_B = (0,75 - 0,64) / 2 \cdot 10^{-3} = 55 \text{ Ом}$.

Для розрахунку базового струму скористаємося теоремою про еквівалентний генератор. Тоді для вхідного кола розглядуваної схеми справедлива схема заміщення, приведена на рис. 4.35, де

$$U_{ек} = U_{0вх} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2}) = 2,8 \cdot 2,4 \cdot 10^3 / [(1,8 + 2,4) \cdot 10^3] = 1,6 \text{ В};$$

$$R_{ек} = R_{B1} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2}) = 1,8 \cdot 10^3 \cdot 2,4 \cdot 10^3 / [(1,8 + 2,4) \cdot 10^3] = 1,03 \cdot 10^3 \text{ Ом}.$$

Стала складова базового струму I_{0B} дорівнює

$$I_{0B} = (U_{ек} - U_{0BE}) / (R_{ек} + r_B) = (1,6 - 0,64) / (1,03 \cdot 10^3 + 55) = 0,9 \text{ мА}.$$

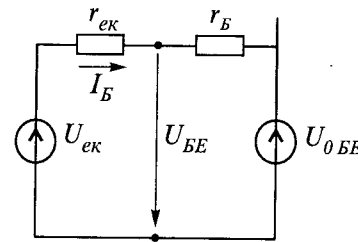


Рис. 4.35

При необхідності значення I_{0B} можна уточнити, виконавши апроксимацію вхідної характеристики в точці $I_{0B} = 0,9 \text{ мА}$. Проте, як видно з рис. 4.34, б, прийнята кусково-лінійна апроксимація та реальна характеристика в цій точці мало відрізняються. При знайденому I_{0B} значення I_{0K} та $U_{0вих}$ відповідно дорівнюють

$$I_{0K} = I_{0B} h_{21E} = 0,9 \cdot 20 = 18 \text{ мА};$$

$$U_{0вих} = E_K - I_{0K} R_K = 20 - 18 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^3 = 2 \text{ В}.$$

Змінні складові шуканих параметрів I_{Km} та $U_{вих m}$ визначимо по знайденій кусково-лінійній апроксимації вхідної характеристики транзистора. Амплітудні значення струму бази I_{Bm} та напруги колектора U_{Km} дорівнюють

$$I_{Bm} = \frac{U_{вх m ек}}{R_{ек} + r_B} = \frac{0,7 \cdot [2,4 / (1,8 + 2,4)]}{1,03 \cdot 10^3 + 55} = 0,37 \text{ мА};$$

$$U_{Km} = I_{Bm} h_{21E} R_K = 0,37 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 1 \cdot 10^3 = 7,4 \text{ В}.$$

Тоді

$$I_{K \max} = h_{21E}(I_{0B} + I_{Bm}) = 20(0,9 + 0,37) = 25,4 \text{ мА};$$

$$I_{K \min} = h_{21E}(I_{0B} - I_{Bm}) = 20(0,9 - 0,37) = 10,6 \text{ мА};$$

$$U_{\text{вих max}} = U_{0 \text{ вих}} + U_{Km} = 2 + 7,4 = 9,4 \text{ В};$$

$$U_{\text{вих min}} = U_{0 \text{ вих}} - U_{Km} = 2 - 7,4 = -5,6 \text{ В}.$$

Аналіз одержаних результатів показує, що в схемі рис. 4.34, а неможливо одержання негативної вихідної напруги. Мінімальне значення вихідної напруги, яке можна досягти в схемі, дорівнює $U_{\text{вих min } \partial} = U_{KE \text{ нас}} > 0$, тобто дорівнює напрузі насиченого транзистора. До того ж у цьому випадку максимально допустимий колекторний струм дорівнює $I_{K \max \partial} \approx E_K / R_K = 20 / (1 \cdot 10^3) = 20 \text{ мА}$. Отже, припущення про те, що на всьому інтервалі зміни вхідної напруги транзистор працює в

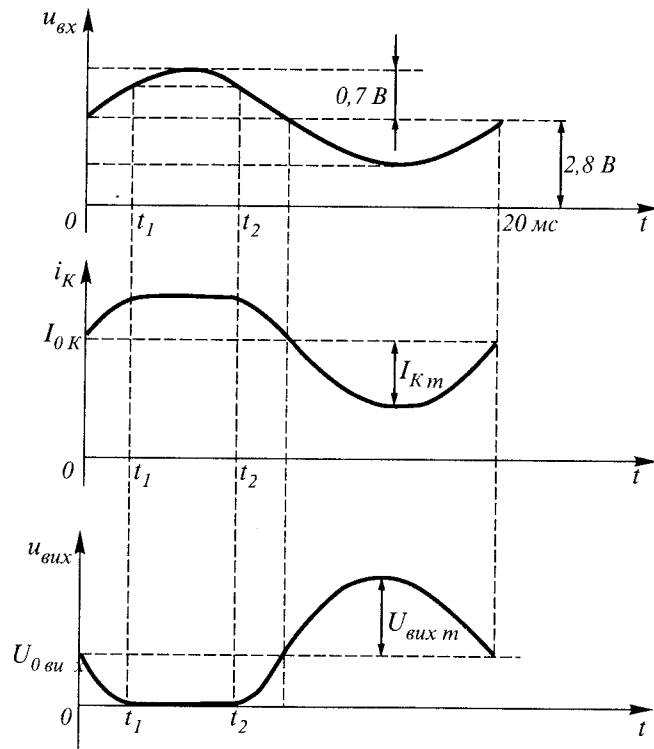


Рис. 4.36

активному режимі, невірно, і існує декотрий часовий інтервал $t_1 \dots t_2$, у межах якого транзистор знаходиться в режимі насичення.

Вважаючи $U_{KE \text{ нас}} = 0$, знайдемо максимально допустимий базовий струм $I_{B \max \partial}$, що відповідає межі режиму насичення, і моменти часу t_1 та t_2 :

$$I_{B \max \partial} = I_{K \max \partial} / h_{21E} = 20 \cdot 10^{-3} / 20 = 1 \cdot 10^{-3} \text{ мА};$$

$$I_{Bm \partial} = I_{B \max \partial} - I_{0B} = 1,0 - 0,9 = 0,1 \text{ мА};$$

$$i_B = I_{Bm} \sin \omega t.$$

Звідси при $\omega = 100\pi$

$$t_1 = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{I_{Bm \partial}}{I_{Bm}} = \frac{1}{100\pi} \arcsin \frac{0,1}{0,375} = 0,86 \cdot 10^{-3} \text{ с};$$

$$t_2 = \frac{\pi}{\omega} - \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{I_{Bm \partial}}{I_{Bm}} = \frac{\pi}{100\pi} - 0,86 \cdot 10^{-3} = 9,14 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

Часові діаграми, що відповідають розглянутому випадку, приведені на рис. 4.36.

Приклад 4.14. Для схеми рис. 4.37, а визначити струм стоку польового транзистора. Передаточна характеристика польового транзистора зображена на рис. 4.37, б, $R_B = 680 \text{ Ом}$, $E_C = 15 \text{ В}$.

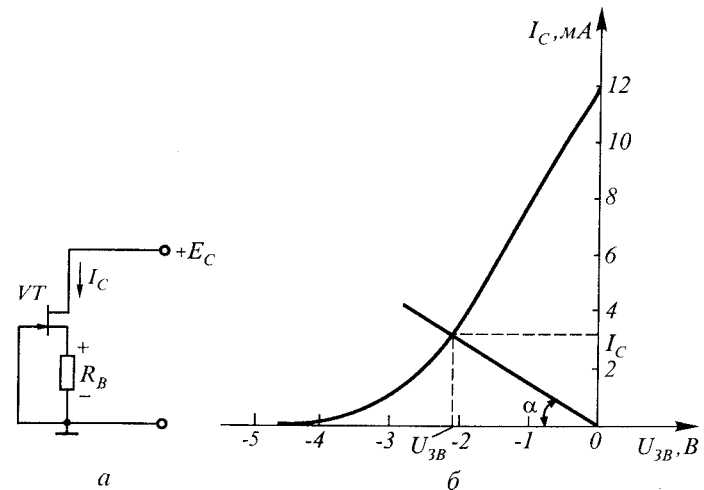


Рис. 4.37

Розв'язання. Струм може бути знайдений або з використанням безпосередньо передаточної характеристики польового транзистора, або аналітично за його лінійною апроксимацією.

При графічному розв'язку скористаємося методом перетину характеристик. Для цього на передаточній характеристиці польового транзистора з початку координат проводимо пряму, нахил якої визначається опором R_B . Кут нахилу цієї прямої дорівнює

$$\alpha = \operatorname{arccctg} R_B \frac{m_{I0}}{m_{U0}} = \operatorname{arccctg} 680 \frac{1 \cdot 10^{-3} \text{ A/nod}}{0,5 \text{ B/nod}} \approx 36^\circ$$

Навантажувальну пряму можна провести і по точках, якщо задатися декотрим струмом резистора та визначити для нього відповідний спад напруги. Наприклад, при струмі 2 mA спад напруги на резисторі складає $U_R = R_B I = 680 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 1,36 \text{ B}$.

Точка перетину навантажувальної прямої з передаточною характеристикою транзистора дають шукані значення U_{3B} та I_C : $U_{3B} = 2,17 \text{ B}$; $I_C = 3,23 \text{ mA}$.

Для аналітичного розв'язку визначимо крутість передаточної характеристики польового транзистора. Для малих значень напруги U_{3B} одержимо

$$S = \Delta I_C / \Delta U_{3B} = (12 - 8) \cdot 10^{-3} / 1 = 4 \text{ mA/B}.$$

Тоді передаточна характеристика польового транзистора може бути апроксимована виразом

$$I_C = I_{C \text{ поч}} - S U_{3B},$$

а шуканий струм I_C визначається з розв'язку рівняння $I_C = I_R$ або

$$I_{C \text{ поч}} - S U_{3B} = U_{3B} / R_B;$$

$$U_{3B} = \frac{I_{C \text{ поч}}}{S + 1/R_B} = \frac{12 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 10^{-3} + 1/680} = 2,19 \text{ B};$$

$$I_C = 12 - 4 \cdot 2,19 = 3,24 \text{ mA}.$$

Результати графічного та аналітичного розв'язків практично співпали, що свідчить про допустимість застосування одержаної апроксимації.

Принципово важлива властивість нелінійних елементів — здатність перетворювати гармонічний склад діючих періодичних сигналів. Це означає, що коли на вході електричного кола, яке містить елемент з нелінійною динамічною характеристикою (безінерційний елемент), діє

гармонічний або періодичний сигнал (напруга або струм), то реакція кола (тобто напруга або струм будь-якої ділянки) матиме не лише гармоніки з частотами, які є у вхідному сигналі, а й також гармоніки з новими частотами, яких у вхідному сигналі немає. З цієї причини нелінійні елементи називають також генераторами гармонік. Лінійні кола зазначеної властивості не мають; у струмах та напругах будь-яких ділянок таких кіл принципово можуть існувати лише гармоніки з частотами, які є у вхідному сигналі.

Припустимо, що динамічна характеристика нелінійного елемента задана у вигляді аналітичної функції

$$i = i(u).$$

На нелінійний елемент діє періодична напруга

$$u = u(t) = u(t + T).$$

Тоді закон зміни струму у нелінійному елементі

$$i = i[u(t)].$$

У загальному випадку при синусоїдній напрузі $u(t)$ струм буде не-синусоїдним.

Розглянемо, наприклад, коло, нелінійний елемент якого має ВАХ $i = i(u)$, і на вхід подаються гармонічна напруга сигналу $u(\omega t) = U_m \cos \omega t$ та постійна напруга зміщення U_0 (вона визначає положення робочої точки на характеристиці рис. 4.38). На цьому рисунку показана форма струму в колі з нелінійним елементом $i(u)$. Через нелінійність ВАХ форми напруги та струму виявляються неоднаковими.

Струм $i(\omega t)$ має несинусоїдну форму, тобто не є гармонічним коливанням. Ми вже знаємо, що в нелінійному елементі виникають нові частоти коливань, і тому склад спектру струму $i(\omega t) = F(U_0 + U_m \cos \omega t)$ відрізняється від складу спектру напруги $u(\omega t)$.

Функція $i(\omega t)$ є періодичною з періодом $T = 2\pi/\omega$, тому вона може бути зображена рядом Фур'є

$$i(\omega t) = I_0 + \sum_{q=1}^{\infty} I_{mq} \cos(q\omega t - \varphi_q), \quad (4.27)$$

де q — номер гармоніки.

Це означає, що струм у нелінійному елементі складається із сталої складової та нескінченного числа гармонік з частотами $\omega, 2\omega, 3\omega, \dots$.

Задача полягає в спектральному аналізі складу струму, тобто в знаходженні амплітуд спектральних складових $I_0, I_{m1}, I_{m2}, \dots, I_{mq}, \dots$ в залежності від сталої напруги зміщення U_0 та амплітуди змінної напруги U_m . Для визначення амплітуд гармонік струму підставимо

вираз для напруги, прикладеної до нелінійного елемента $u(\omega t) = U_0 + U_m \cos \omega t$, у формулу полінома (4.5), використаного для степеневі апроксимації в околі робочої точки U_0 :

$$i(\omega t) = F(u) = \alpha_0 + \alpha_1(u - U_0) + \alpha_2(u - U_0)^2 + \dots + \alpha_n \cdot (u - U_0)^n.$$

В результаті одержимо

$$i(\omega t) = \alpha_0 + \alpha_1 U_m \cos \omega t + \alpha_2 U_m^2 \cos^2 \omega t + \dots + \alpha_n U_m^n \cos^n \omega t. \quad (4.28)$$

Згідно з аналітичним виразом характеристики (4.28) реакцію кола — струм — визначають підсумовуванням зростаючих степенів гармонічної функції $u = U_m \cos \omega t$. За формулами тригонометрії степені тригонометричних функцій можна замінити гармонічними функціями кратних частот

$$\cos^2 x = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2x;$$

$$\cos^3 x = \frac{3}{4} \cos x + \frac{1}{4} \cos 3x;$$

$$\cos^4 x = \frac{3}{8} + \frac{1}{2} \cos 2x + \frac{1}{8} \cos 4x;$$

$$\cos^5 x = \frac{5}{8} \cos x + \frac{5}{16} \cos 3x + \frac{1}{16} \cos 5x \text{ тощо.}$$

Отже, гармонічна функція степеня n дорівнює сумі гармонічних функцій кратних частот, тобто тригонометричному поліному. Парному степеню відповідає сума парних гармонік, включаючи нульову, непарному степеню — сума непарних гармонік. Найбільша частота гармоніки, яка дорівнює $n\omega$, визначається старшим степенем полінома, що виражає динамічну характеристику. Таким чином, реакція нелінійного кола на гармонічну дію являє собою несинусоїдну періодичну функцію, що складається з суми гармонік (4.27), де

$$I_0 = \alpha_0 + \frac{1}{2} \alpha_2 U_m^2 + \frac{3}{8} \alpha_4 U_m^4 + \dots;$$

$$I_{m1} = \alpha_1 U_m + \frac{3}{4} \alpha_3 U_m^3 + \frac{5}{8} \alpha_5 U_m^5 + \dots;$$

$$I_{m2} = \frac{1}{2} \alpha_2 U_m^2 + \frac{1}{8} \alpha_4 U_m^4 + \dots;$$

$$I_{m3} = \frac{1}{4} \alpha_3 U_m^3 + \frac{5}{16} \alpha_5 U_m^5 + \dots$$

Коефіцієнти $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_n$ можна визначити так, як це описано в § 4.2. Наприклад, якщо ми використовуємо наближення функції за Тейлором, то згідно (4.3) маємо

$\alpha_0 = I$ — значення струму в робочій точці;

$$\alpha_1 = \left(\frac{di}{du} \right)_{u=U_0}; \quad \alpha_2 = \frac{1}{2!} \left(\frac{d^2 i}{du^2} \right)_{u=U_0}; \quad \alpha_3 = \frac{1}{3!} \left(\frac{d^3 i}{du^3} \right)_{u=U_0};$$

$$\alpha_4 = \frac{1}{4!} \left(\frac{d^4 i}{du^4} \right)_{u=U_0}; \quad \alpha_5 = \frac{1}{5!} \left(\frac{d^5 i}{du^5} \right)_{u=U_0}.$$

Коефіцієнт α_1 являє собою крутість характеристики в точці $u = U_0$, α_2 — першу похідну крутості (з коефіцієнтом $1/2!$), α_3 — другу похідну крутості (з коефіцієнтом $1/3!$) тощо.

При заданій формі ВАХ величини коефіцієнтів $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$ суттєво залежать від U_0 , тобто від положення робочої точки на характеристиці.

Спектральний склад струму можна визначити і використовуючи кусково-лінійну апроксимацію. На рис. 4.38, б показана форма струму в колі з нелінійним елементом при кусково-лінійній апроксимації його характеристики функцією

$$i = F(u) = \begin{cases} 0, & u \leq U_{\text{від}}, \\ S(u - U_{\text{від}}), & u > U_{\text{від}}, \end{cases} \quad (4.29)$$

коли на вхід подається напруга $U_0 + U_m \cos \omega t$.

Графік струму має характерний вид косинусоїдних імпульсів з відсічкою. Половина тієї частини періоду, протягом якої тече струм, називається кутом відсічки. На рис. 4.38, б кут відсічки позначений θ та показаний як на графіку струму, так і на графіку напруги. Вимірюється кут відсічки в радіанах або в градусах.

При $\omega t = \theta$, $u(\omega t) = U_0 + U_m \cos \omega t = U_0 + U_m \cos \theta = U_{\text{від}}$. Останнє рівняння дозволяє визначити кут відсічки: $U_{\text{від}} = U_0 + U_m \cos \theta$, звідки $\cos \theta = (U_{\text{від}} - U_0) / U_m$.

Струм на інтервалі $-\theta \leq \omega t \leq \theta$ відрізняється від нуля та визначається з формули (4.29) підстановкою в неї напруги $U_0 + U_m \cos \omega t$ та напруги $U_{\text{від}} = U_0 + U_m \cos \theta$. В результаті одержимо

$$i = S U_m (\cos \omega t - \cos \theta). \quad (4.30)$$

Періодичну послідовність імпульсів струму (див. рис. 4.38, б), яка

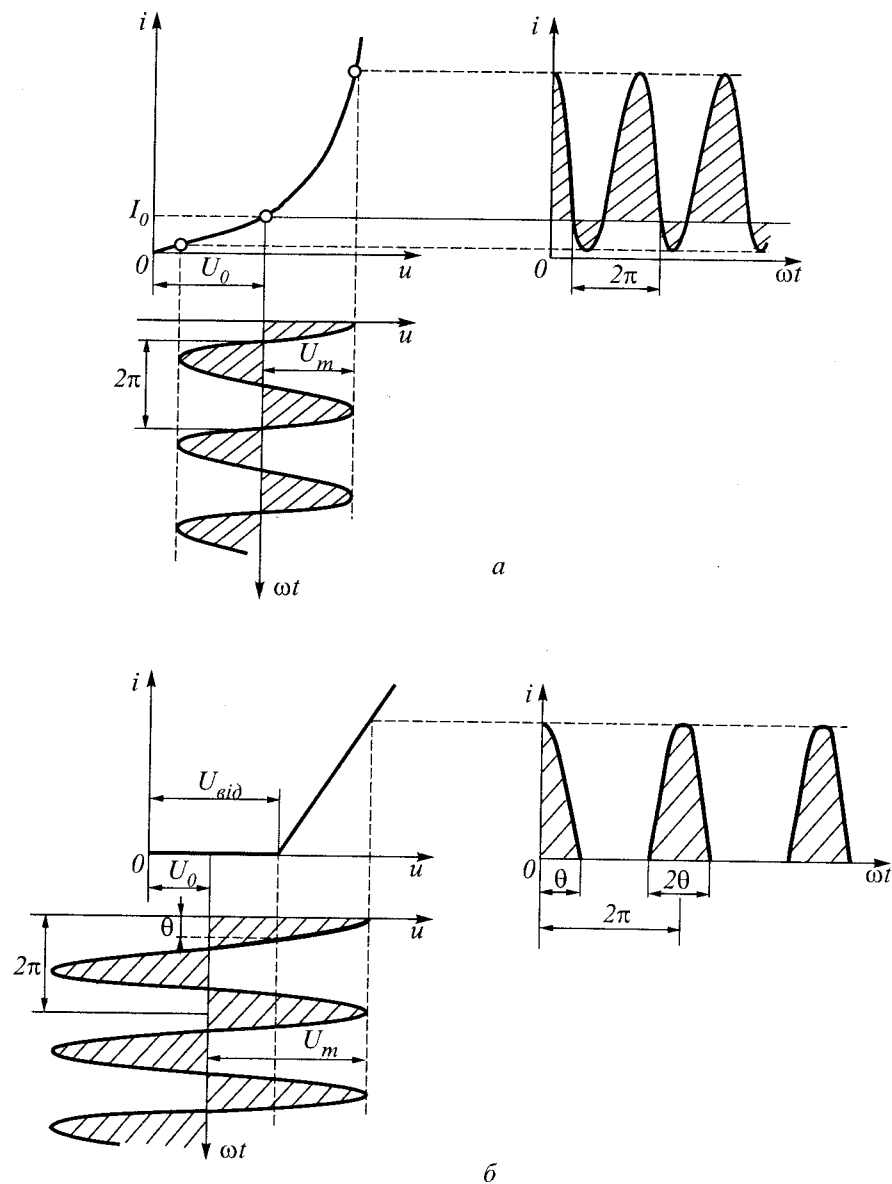


Рис. 4.38

описується виразом (4.30), можна розкласти в ряд Фур'є. Оскільки ця послідовність є парною функцією змінної ωt , ряд Фур'є буде мати крім сталої складової тільки косинусоїдні гармонічні складові

$$i(\omega t) = I_0 + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t + I_{m3} \cos 3\omega t + \dots \quad (4.31)$$

Стала складова та амплітуди гармонік ряду (4.31) знаходяться як коефіцієнти ряду Фур'є

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} S U_m (\cos \omega t - \cos \theta) d(\omega t) = S U_m \gamma_0(\theta);$$

$$I_{m1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos \omega t d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} S U_m (\cos \omega t - \cos \theta) \cos \omega t d(\omega t) = S U_m \gamma_1(\theta); \quad (4.32)$$

$$I_{m n} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i(\omega t) \cos n\omega t d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} S U_m (\cos \omega t - \cos \theta) \cos n\omega t d(\omega t) = S U_m \gamma_n(\theta).$$

В цих формулах функції

$$\gamma_0(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} (\cos \omega t - \cos \theta) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta);$$

$$\gamma_1(\theta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} (\cos \omega t - \cos \theta) \cos \omega t d(\omega t) = \frac{1}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta);$$

$$\gamma_n(\theta) = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} (\cos \omega t - \cos \theta) \cos n\omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \frac{(\sin n\theta \cos \theta - n \cos n\theta \sin \theta)}{n(n^2 - 1)}$$

називаються *функціями Берга*. Вони залежать тільки від кута відсічки, тому їх можна розрахувати заздалегідь. У відповідних довідниках приводяться таблиці або графіки функцій Берга. Графіки декількох таких функцій приведені на рис. 4.39.

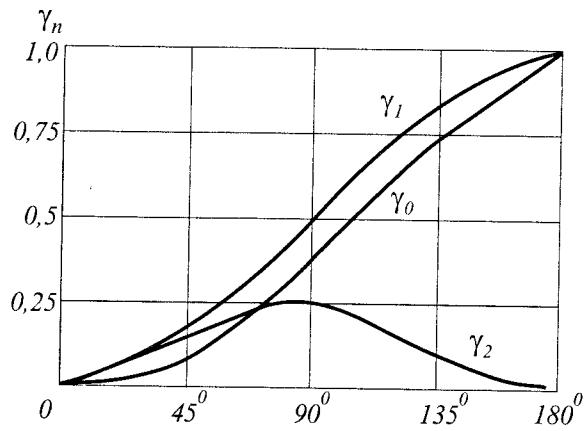


Рис. 4.39

$\gamma_n(\theta)$ приймають максимальні значення.

Тепер розглянемо випадок, коли вхідний сигнал складається з суми двох гармонічних функцій (бігармонічне діяння) з частотами ω_1 та ω_2 і амплітудами U_{m1} та U_{m2} , тобто він несинусоїдний:

$$u(t) = U_{m1} \cos \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t.$$

Спектр бігармонічного сигналу зображений на рис. 4.40, а.

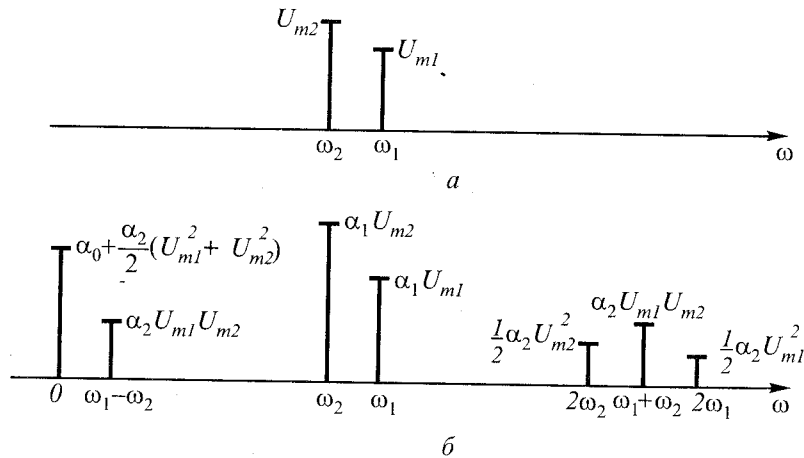


Рис. 4.40

Таким чином, амплітуди спектральних складових струму розраховуються у відповідності з (4.32) як

$$I_{mn} = S U_m \gamma_n(\theta),$$

$$n = 0, 1, 2, \dots$$

Щоб одержати максимальні амплітуди гармонік, треба обирати $\theta = 180/n$, тому що при таких кутах відсічки функції

Нехай на вхід нелінійного елемента, ВАХ якого апроксимована поліномом другого степеня

$$i = F(u) = \alpha_0 + \alpha_1(u - U_0) + \alpha_2(u - U_0)^2,$$

подана напруга зміщення U_0 та бігармонічний сигнал $u(t)$. Підстановка напруги $u = U_0 + U_{m1} \cos \omega_1 t + U_{m2} \cos \omega_2 t$ у вираз для ВАХ дозволяє визначити струм у колі нелінійного елемента у вигляді

$$i(t) = \alpha_0 + \alpha_1 U_{m1} \cos \omega_1 t + \alpha_1 U_{m2} \cos \omega_2 t + \alpha_2 U_{m1}^2 \cos^2 \omega_1 t +$$

$$+ 2\alpha_2 U_{m1} U_{m2} \cos \omega_1 t \cos \omega_2 t + \alpha_2 U_{m2}^2 \cos^2 \omega_2 t.$$

Використовуючи тригонометричні формули

$$\cos^2 x = \frac{1}{2}(1 + \cos 2x)$$

$$\text{та } \cos x_1 \cos x_2 = \frac{1}{2}[\cos(x_1 + x_2) + \cos(x_1 - x_2)]$$

одержимо

$$i(t) = \left[\alpha_0 + \frac{\alpha_2}{2}(U_{m1}^2 + U_{m2}^2) \right] + \alpha_1 U_{m1} \cos \omega_1 t + \alpha_1 U_{m2} \cos \omega_2 t +$$

$$+ \frac{\alpha_2 U_{m1}^2}{2} \cos 2\omega_1 t + \frac{\alpha_2 U_{m2}^2}{2} \cos 2\omega_2 t + \alpha_2 U_{m1} U_{m2} \cos(\omega_1 + \omega_2)t +$$

$$+ \alpha_2 U_{m1} U_{m2} \cos(\omega_1 - \omega_2)t. \quad (4.33)$$

Спектральний склад струму в колі з нелінійним елементом показаний на рис. 4.40, б.

Принципово новим у порівнянні з дією на нелінійний елемент одного гармонічного колювання тут є поява спектральних складових з комбінаційними частотами $\omega_1 + \omega_2$ та $\omega_1 - \omega_2$. Якщо ВАХ нелінійного елемента апроксимована у загальному випадку поліномом степеня n , то в спектральному складі струму будуть присутні складові з комбінаційними частотами $\omega_{pq} = p\omega_1 \pm q\omega_2$, де p та q — будь-які натуральні числа (0, 1, 2, 3...), причому $p + q = k \leq n$. Суму абсолютних значень цілих чисел p та q називають порядком комбінаційних колювань (k). Так, при апроксимації поліномом третього степеня в складі спектра присутні комбінаційні частоти, наведені в табл. 4.1.

Таблиця 4.1

Значення q	Частоти спектральних складових при значеннях p			
	0	1	2	3
0	$\omega=0$	ω_1	$2\omega_1$	$3\omega_1$
1	ω_2	$\omega_1 \pm \omega_2$	$2\omega_1 \pm \omega_2$	—
2	$2\omega_2$	$\omega_1 \pm 2\omega_2$	—	—
3	$3\omega_2$	—	—	—

У загальному вигляді вхідну дію можна уявити нескінченною сумою

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{mk} \cos(\omega_k t - \varphi_k).$$

В залежності від степеня n апроксимуючого полінома (4.5) у спектрі струму, який тече через нелінійний елемент, з'являються комбінаційні частоти виду: $p\omega_1 \pm q\omega_2 \pm s\omega_3 \pm \dots \pm k\omega_k \pm \dots$; $p+q+s+\dots+k+\dots=n$; p, q, s, k — цілі додатні числа. Наприклад, при дії на нелінійний елемент з ВАХ у вигляді полінома другого степеня суми трьох гармонічних коливань у спектрі струму крім сталої складової та перших двох гармонік кожної частоти будуть присутні комбінаційні частоти $\omega_1 \pm \omega_2$; $\omega_1 \pm \omega_3$; $\omega_2 \pm \omega_3$. При апроксимації поліномом третього степеня додатково з'являються треті гармоніки $3\omega_1, 3\omega_2, 3\omega_3$ та комбінаційні частоти типу $\omega_1 \pm \omega_2 \pm \omega_3, 2\omega_1 \pm \omega_3, \omega_1 \pm 2\omega_3$ тощо.

4.6. МОДУЛЯЦІЯ ТА ДЕТЕКТУВАННЯ КОЛИВАНЬ

Для передачі сигналу на відстань використовуються будь-які переносники, що мають властивість переміщуватися у просторі, наприклад, електромагнітне поле в проводах (провідний зв'язок), у відкритому просторі (радіозв'язок), світловий промінь (оптичний зв'язок). Таким чином, сигнал, що передається, необхідно перетворити в інший сигнал, зручний для переносу у відповідному середовищі розповсюдження, але який у той же час має всі ознаки передаваного сигналу.

Часто як переносник використовують гармонічне коливання високої частоти — несуче (що модулюється) коливання. Процес перетворення сигналу (модуляція) міститься у зміні одного або декількох параметрів несучого коливання за законом зміни сигналу, що передається (тобто

наділенні несучого коливання ознаками сигналу, що передається); сам сигнал називається модулюючим.

Промодульоване несуче коливання передається в середовищі розповсюдження. Відновлення початкового сигналу з модульованого коливання називається детектуванням (або демодуляцією).

Амплітудна модуляція (АМ). Запишемо гармонічне коливання, обране як несуче, в вигляді

$$u(t) = U_{mH} \cos(\omega_H t + \varphi_H). \quad (4.34)$$

Це коливання повністю характеризується трьома параметрами: амплітудою U_{mH} , частотою ω_H та початковою фазою φ_H . Модуляцію можна здійснити зміною за законом передаваного сигналу будь-якого з цих трьох параметрів. Зміна у часі амплітуди коливання пропорційно сигналу $u_c(t)$, тобто $U_{mH}(t) = U_{mH} + k_{AM} u_c(t)$ (k_{AM} — коефіцієнт пропорційності) називається амплітудною модуляцією. Модульоване коливання позначимо $u_{AM}(t) = U_{mH}(t) \cos(\omega_H t + \varphi_H)$.

Якщо як сигнал, що передається, використовувати також гармонічне коливання $u_c(t) = U_{mc}(t) \cos \omega_M t$ (але з більш низькою частотою ω_M), то модульоване коливання запишемо у вигляді (для спрощення прийнято $\varphi_H = 0$)

$$u_{AM}(t) = (U_{mH} + k_{AM} U_{mc} \cos \omega_M t) \cos \omega_H t = U_{mH} (1 + \mu \cos \omega_M t) \cos \omega_H t = U_m(t) \cos \omega_H t, \quad (4.35)$$

де $\mu = \frac{k_{AM} U_{mc}}{U_{mH}} = \frac{\Delta U_{mH}}{U_{mH}}$ — глибина амплітудної модуляції;

$U_m(t) = U_{mH} (1 + \mu \cos \omega_M t)$ — амплітуда АМ сигналу.

В модульованому коливанні (4.35) амплітуда не стала, а змінюється з часом за законом зміни сигналу передачі.

На рис. 4.41 показані форми несучого коливання (а), модулюючого сигналу (б) і модульованого по амплітуді коливання (в).

При $\mu = 0$ ніякої модуляції немає, тобто одержуємо немодульоване несуче коливання (4.34). При $\mu > 1$ значення $U_m(t) = U_{mH} (1 + \mu \cos \omega_M t)$ на деяких інтервалах часу стають негативними. В результаті буде мати місце так звана перемодуляція, яка спотворює обвідну модульованих коливань. Щоб не було спотворень, глибина модуляції на практиці $\mu \leq 1$. Якщо модуляція не спотворена, то амплітуда коливання змінюється в межах від мінімальної $U_{m\min} = U_{mH} (1 - \mu)$ до максимальної $U_{m\max} = U_{mH} (1 + \mu)$.

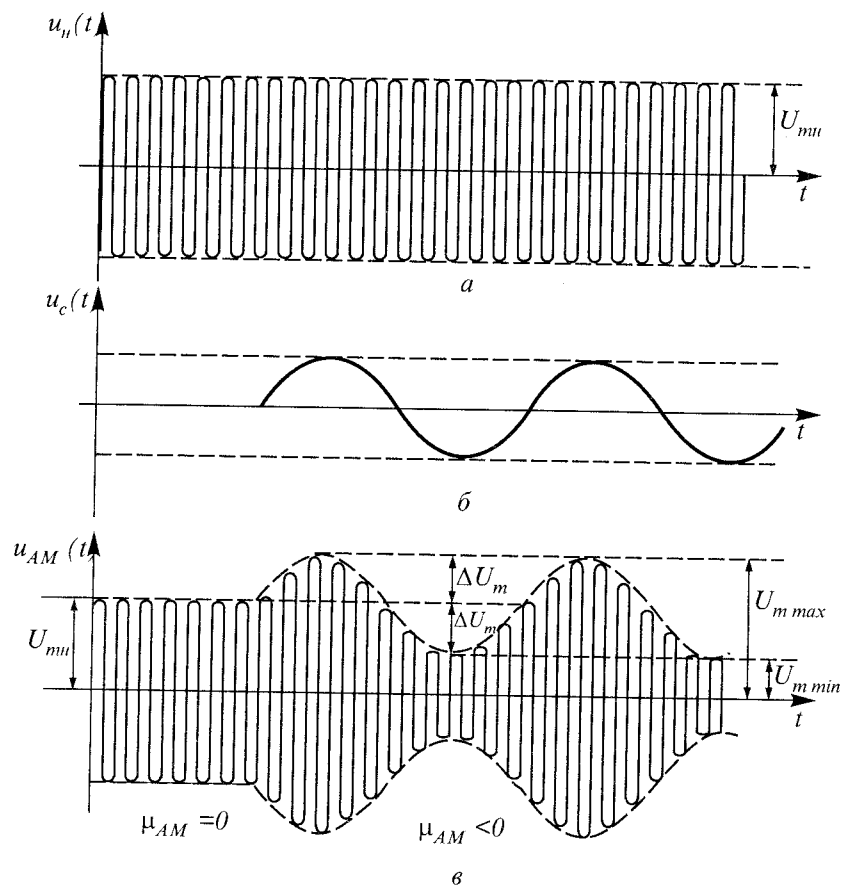


Рис. 4.41

На рис. 4.42 показані АМ коливання, розраховані для двох значень μ . Тут же зображені крива $u_c(t)$ та обвідні сигналів $U_{AM}(t)$. З графіків видно, що при $\mu < 1$ обвідна з точністю до сталої повторює модулюючу функцію (рис. 4.42, а), а при $\mu > 1$ обвідна суттєво відрізняється від неї (рис. 4.42, б).

Для визначення спектрального АМ сигналу представимо вираз (4.35) у вигляді

$$u_{AM}(t) = U_{mH} \cos \omega_H t + \frac{\mu U_{mH}}{2} \cos(\omega_H + \omega_M)t + \frac{\mu U_{mH}}{2} \cos(\omega_H - \omega_M)t. \quad (4.36)$$

У відповідності з (4.36) спектр простішого АМ коливання являє со-

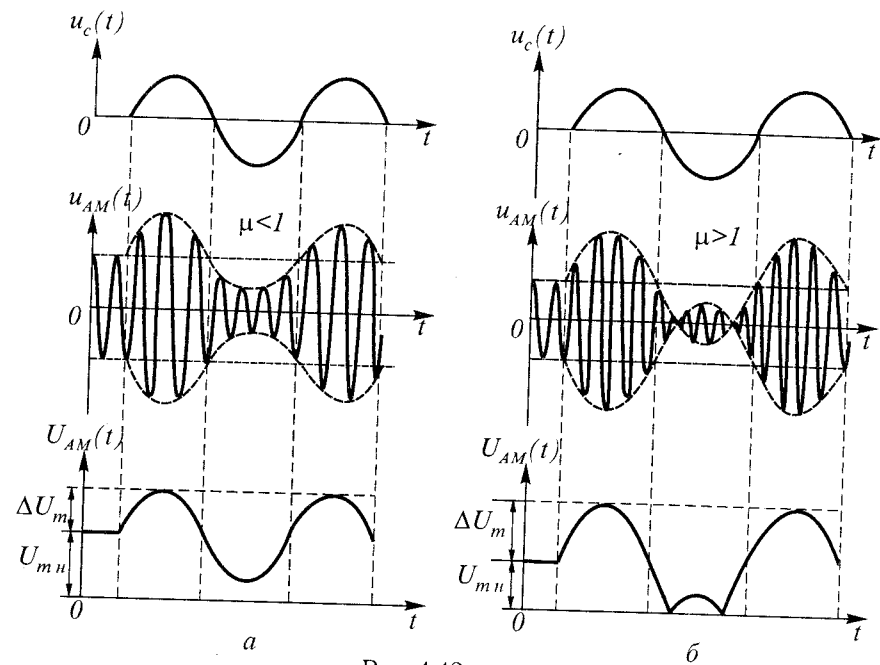


Рис. 4.42

бою суму трьох гармонічних складових з частотами ω_H , $\omega_H + \omega_M$, $\omega_H - \omega_M$

та амплітудами U_{mH} , $\frac{\mu U_{mH}}{2}$. Інформація про частоту та амплітуду передаваного сигналу міститься, як це випливає з (4.36), в зміщенні кожної з бокових частот відносно несучої та в співвідношенні між амплітудами коливань на бокових та несучій частотах. Відзначимо, що амплітуди бокових частот рівні між собою та пропорційні глибині модуляції μ , тобто амплітуді модулюючого сигналу. На рис. 4.43, а, б зображені спектрограми АМ коливання виду (4.36).

Якщо модулюючий сигнал являє собою періодичну функцію складної форми

$$u_c(t) = \sum_{i=1}^N U_{mci} \cos(i\omega_M t + \varphi_{Mi}), \quad (4.37)$$

тоді замість (4.35) одержимо

$$u_{AM}(t) = U_{mH} \left[1 + \sum_{i=1}^N \mu_i \cos(i\omega_M t + \varphi_{Mi}) \right] \cos \omega_H t,$$

а замість (4.36) —

$$u_{AM}(t) = U_{mH} \cos \omega_H t + \frac{U_{mH}}{2} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^N \mu_i \cos[(\omega_H - i\omega_{Mi})t + \varphi_{Mi}] + \sum_{i=1}^N \mu_i \cos[(\omega_H + i\omega_{Mi})t + \varphi_{Mi}] \right\}. \quad (4.38)$$

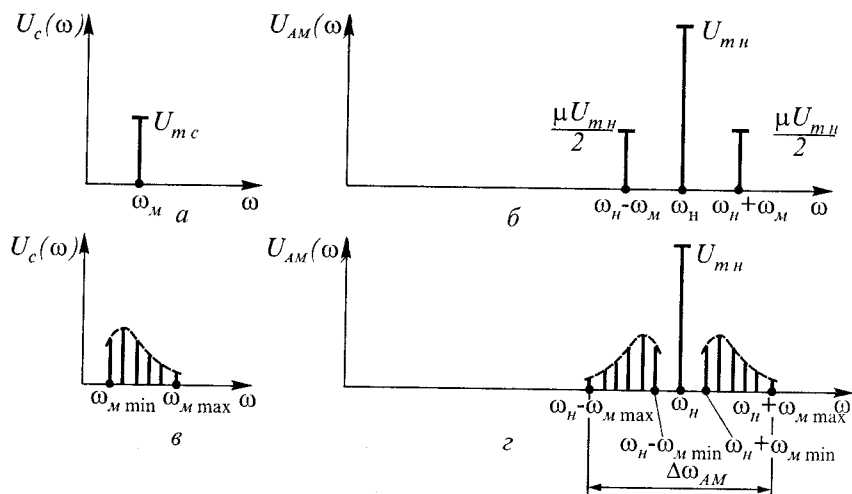


Рис. 4.43

Якщо спектр модулюючого сигналу обмежений частотами $\omega_{m\min}$ та $\omega_{m\max}$ (див. рис. 4.43, в), то спектр АМ коливання буде складатися з несучого коливання та двох бокових смуг, симетричних відносно несучої (див. рис. 4.43, г).

Цікаво порівняти спектри несучого та відповідного йому АМ-коливання. З виразів (4.37) та (4.38) можна зробити висновок, що спектр верхньої бокової смуги модульованого коливання подібний спектру модулюючого сигналу. Різниця між ними полягає лише в тому, що «початок координат» у спектрі бокової смуги зміщується по шкалі частот у точку $\omega = \omega_H$. Спектр нижніх бокових коливань симетричний (відносно несучої частоти ω_H) спектру верхньої смуги (рис. 4.43, г).

Звідси випливає, що якщо смуга несучого коливання обмежена зверху максимальною частотою $\omega_{m\max} = 2\pi F_{\max}$, то модульований по амплітуді сигнал буде мати спектр шириною $\Delta\omega_{AM} = 2\omega_{m\max}$.

Із зміною амплітуди змінюється і середня за період високої частоти

потужність $P(t)$ модульованого коливання. Потужність, що виділяється на активному опорі в 1 Ом , визначається виразом

$$P(t) = \frac{U_m^2(t)}{2}, \quad (4.39)$$

де $U_m(t)$ — амплітуда напруги (або струму) на активному опорі в 1 Ом . Вираз (4.39) справедливий, якщо $\omega_m \ll \omega_H$.

Розрізняють наступні характерні значення потужності:

— потужність режиму мовчання (у відсутності модуляції)

$$P_0 = \frac{U_m^2}{2};$$

— потужність у максимальному режимі

$$P_{\max} = \frac{U_{m\max}^2}{2} = \frac{U_{mH}^2(1+\mu)^2}{2} = P_0(1+\mu)^2;$$

— потужність у мінімальному режимі

$$P_{\min} = \frac{U_{m\min}^2}{2} = \frac{U_{mH}^2(1-\mu)^2}{2} = P_0(1-\mu)^2;$$

— потужність, середня за період модуляції («середньотелефонна» потужність), яка визначається усередненням в часі за період модуляції потужності $P(t)$

$$\overline{P(t)} = \frac{\overline{U_m^2(t)}}{2} = \frac{U_{mH}^2}{2} \overline{(1 + \mu \cos \omega_m t)^2} = P_0(1 + 0,5\mu)^2. \quad (4.40)$$

При $\mu = 1$ (стовідсоткова модуляція)

$$P_{\max} = 4P_0; \quad \overline{P(t)} = 1,5P_0. \quad (4.41)$$

Із виразу (4.41) витікає, що корисний приріст середньої потужності коливання, що в основному визначає умови виділення модулюючого сигналу при прийманні, не перевищує половини потужності режиму мовчання.

Потужність у рідко виникаючому максимальному режимі $P_{\max}$ учетверо перевищує потужність в режимі мовчання P_0 . Ця особливість амплітудної модуляції є її суттєвим недоліком.

Кутова модуляція. Нехай коливання високої частоти визначається виразом (4.34), в якому $U_{mH} = \text{const}$, а повна фаза коливання $\psi_H = \omega_H t + \varphi_H$ змінюється у часі за законом передаваного сигналу. Тоді ми маємо коливання з кутовою модуляцією, яка в свою чергу поділяється

на частотну модуляцію (ЧМ) та фазову модуляцію (ФМ). Ці два види модуляції тісно пов'язані один з одним та окремо принципово нездійсненні.

Зупинимось на зв'язку між ЧМ та ФМ. У загальному випадку кутова частота ω_H визначається як похідна по часу від повної фази коливання, тобто

$$\omega_H = \frac{d\psi_H}{dt}. \quad (4.42)$$

Повна фаза визначається як інтеграл від кутової частоти ω_H , тобто

$$\psi_H = \int \omega_H dt + \varphi_H, \quad (4.43)$$

де φ_H — початкова фаза при $t=0$.

Якщо змінювати частоту ω_H , то змінюється і фаза ψ_H ; якщо змінювати фазу, то змінюється і частота.

Це положення, яке є основним у теорії кутової модуляції, визначає зв'язок між змінами частоти та фази і вказує на спільність, існуючу між двома різновидами кутової модуляції — ЧМ та ФМ.

Частотна модуляція. При частотній модуляції за законом модулюючого (передаваного) сигналу $u_c(t) = U_{mc} \cos \omega_m t$ змінюється миттєве

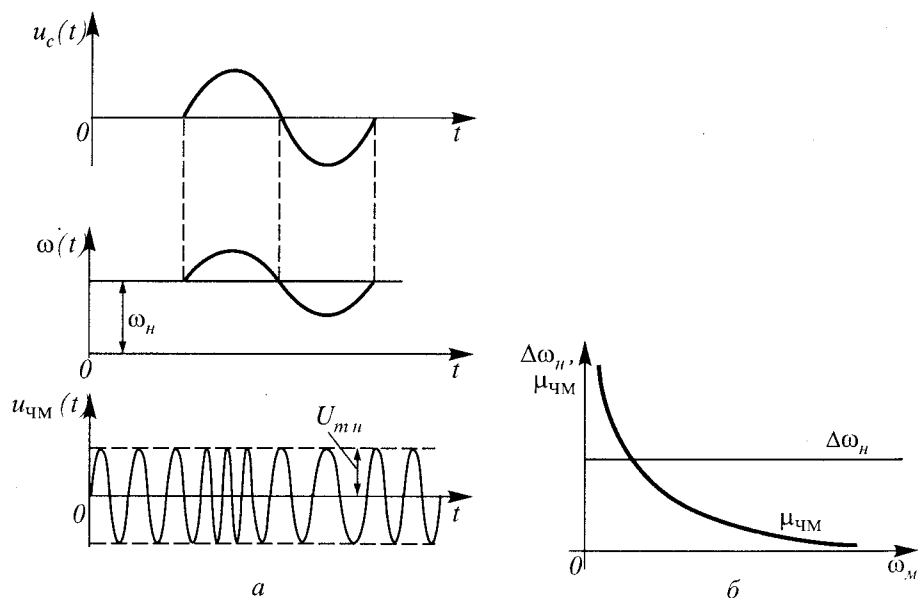


Рис. 4.44

значення частоти $\omega_H(t)$ високочастотного коливання $u_{CHM}(t)$ (рис. 4.44, а). Миттєве значення частоти $\omega_H(t)$ модульованого коливання визначається виразом

$$\omega_H(t) = \omega_H + k_{CHM} u_c(t) = \omega_H + \Delta\omega_H \cos \omega_m t, \quad (4.44)$$

де k_{CHM} — коефіцієнт пропорційності. Величина $\Delta\omega_H = k_{CHM} U_{mc}$ називається девіацією частоти (фактично, це максимальне відхилення частоти модульованого сигналу від частоти несучого коливання).

Повна фаза модульованого коливання у відповідності з (4.43) визначається у вигляді

$$\psi_H(t) = \omega_H t + k_{CHM} \int u(t) dt + \varphi_H. \quad (4.45)$$

Звідки видно, що при ЧМ має місце зміна фази коливання, тобто ФМ.

Підставивши значення повної фази у (4.34), одержимо загальний вираз для частотно-модульованого коливання

$$u_{CHM}(t) = U_{mn} \cos(\omega_H t + k_{CHM} \int u_c(t) dt + \varphi_H). \quad (4.46)$$

Зазначимо, що при ЧМ модулююча функція $u_c(t)$ входить у вираз для повної фази коливань під знаком інтегралу.

Підставивши (4.44) в (4.45), одержимо повну фазу ЧМ коливань

$$\psi_H(t) = \omega_H t + \frac{\Delta\omega_H}{\omega_m} \sin \omega_m t + \varphi_H = \omega_H t + \mu_{CHM} \sin \omega_m t + \varphi_H, \quad (4.47)$$

де $\mu_{CHM} = \frac{\Delta\omega_H}{\omega_m}$ — індекс частотної модуляції, який визначається виключно величиною девіації частоти та моделюючою частотою ω_m .

Частотно-модульоване коливання при модуляції гармонічним сигналом запишемо у вигляді

$$u_{CHM}(t) = U_{mn} \cos(\omega_H t + \mu_{CHM} \sin \omega_m t + \varphi_H). \quad (4.48)$$

На рис. 4.44, б показані залежності індексу модуляції μ_{CHM} та девіації частоти $\Delta\omega_H$ від частоти модулюючого сигналу ω_m . Згідно з виразом (4.44) девіація частоти $\Delta\omega_H$ від ω_m не залежить і визначається тільки величиною амплітуди модулюючого сигналу U_{mc} ; індекс модуляції μ_{CHM} із збільшенням ω_m зменшується.

Фазова модуляція. При фазовій модуляції за законом модулюючого сигналу змінюється початкова фаза $\varphi_H(t)$ високочастотного коливання

$$\varphi_H(t) = \varphi_H + k_{ФМ} u_c(t),$$

де φ_H — значення початкової фази немодульованого коливання (відсутня модуляція);

$k_{\Phi M}$ — коефіцієнт пропорційності, який визначає зв'язок між модулюючим сигналом та зміною фази коливання;

$\Delta\varphi_n = k_{\Phi M} U_{mc} = \mu_{\Phi M}$ — індекс фазової модуляції.

Повна фаза ФМ коливання визначається виразом

$$\psi_n(t) = \omega_n t + k_{\Phi M} u_c(t) + \varphi_n = \omega_n t + \mu_{\Phi M} \cos \omega_m t + \varphi_n. \quad (4.49)$$

У відповідності з (4.42) миттєве значення частоти ω_n ФМ коливання знайдемо у вигляді

$$\begin{aligned} \omega_n(t) &= \omega_n + k_{\Phi M} \frac{du_c(t)}{dt} = \omega_n - \mu_{\Phi M} \omega_m \sin \omega_m t = \\ &= \omega_n - \Delta\omega_n \sin \omega_m t, \end{aligned} \quad (4.50)$$

де $\Delta\omega_n = \mu_{\Phi M} \omega_m$ — девіація частоти ФМ коливання, тобто максимальне відхилення частоти коливання.

З виразу (4.50) видно, що при ФМ має місце зміна частоти коливання, тобто ЧМ.

Підставивши значення повної фази $\psi_n(t)$ у (4.34), одержимо вираз для ФМ коливання у загальному вигляді

$$u_{\Phi M}(t) = U_{m_n} \cos(\omega_n t + \mu_{\Phi M} \cos \omega_m t + \varphi_n). \quad (4.51)$$

Порівняння виразів (4.51) та (4.48) показує, що при гармонічному модулюючому сигналі вираз, що описує ЧМ коливання, відрізняється від такого ж для ФМ коливання тільки фазою гармонічної функції, яка визначає зміну повної фази високочастотного коливання.

На рис. 4.45 показані залежності індексу модуляції та девіації частоти ФМ коливання від частоти модулюючого сигналу ω_m . Індекс модуляції $\mu_{\Phi M}$ від ω_m не залежить і

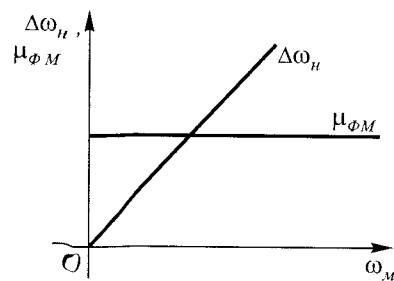


Рис. 4.45

визначається тільки величиною амплітуди модулюючого сигналу U_{m_n} ; девіація частоти $\Delta\omega_n$ прямо пропорційна частоті ω_m модулюючого сигналу.

При модуляції одним гармонічним сигналом за характером коливання та його властивостями неможливо зробити висновок, з якою модуляцією ми маємо справу — з частотною або

фазовою.

Дійсно, нехай модульоване коливання описується виразом

$$u(t) = U_{m_n} \cos(\omega_n t + \mu \sin \omega_m t + \varphi_n). \quad (4.52)$$

Тоді, якщо модулюючий сигнал зображений у вигляді

$$u_c(t) = U_{mc} \cos \omega_m t,$$

то вираз (4.52) описує ЧМ коливання. Якщо ж модулюючий сигнал зображений у вигляді

$$u_c(t) = U_{mc} \sin \omega_m t,$$

то вираз (4.49) описує ФМ коливання.

Різниця між ЧМ та ФМ виявляється при зміні частоти модуляції або при одночасній модуляції смугою частот.

При ЧМ величина девіації частоти $\Delta\omega_n$, яка залежить тільки від амплітуди модулюючого сигналу, залишається сталою при зміні частоти модуляції ω_m . Величина ж індексу модуляції $\mu_{\text{ЧМ}} = \psi_{n\max}$ із збільшенням частоти модуляції ω_m зменшується (рис. 4.44, б).

При ФМ величина індексу модуляції $\mu_{\Phi M} = \psi_{n\max}$, яка залежить тільки від амплітуди модулюючого сигналу, залишається сталою при зміні частоти модуляції ω_m . Девіація частоти $\Delta\omega_n$ змінюється прямо пропорційно частоті модуляції ω_m (рис. 4.45).

Якщо модуляція здійснюється не одним гармонічним, а складним сигналом, то структура модульованого коливання буде неоднаковою для ЧМ та ФМ.

У випадку ЧМ повільним змінам модулюючого сигналу (тобто низьким частотам його спектру) будуть відповідати дуже великі значення $\mu_{\text{ЧМ}} = \psi_{n\max}$ (рис. 4.44, б). У випадку ФМ повільним змінам модулюючого сигналу будуть відповідати дуже малі значення девіації частоти $\Delta\omega_n$ (рис. 4.45).

Вираз для коливання, модульованого на частоті або фазі одним гармонічним сигналом, може бути записаний у вигляді

$$\begin{aligned} u(t) &= U_{m_n} \cos(\omega_n t + \mu \sin \omega_m t + \varphi_n) = \\ &= U_{m_n} \cos(\mu \sin \omega_m t) \cos(\omega_n t + \varphi_n) - U_{m_n} \sin(\mu \sin \omega_m t) \sin(\omega_n t + \varphi_n). \end{aligned} \quad (4.53)$$

В теорії Бесселевих функцій доводяться наступні співвідношення:

$$\left. \begin{aligned} \sin(\mu \sin \omega_m t) &= 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\mu) \sin[(2n-1)\omega_m t], \\ \cos(\mu \sin \omega_m t) &= J_0(\mu) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\mu) \cos[2n\omega_m t], \end{aligned} \right\} \quad (4.54)$$

де $J_n(\mu)$ — Бесселева функція першого роду n -го порядку від аргумента μ .

З урахуванням формул (4.54) вираз (4.53) запишемо у вигляді

$$\begin{aligned}
 u_{\text{н}}(t) = & U_{m\text{н}} J_0(\mu) \cos(\omega_{\text{н}} t + \varphi_{\text{н}}) - 2U_{m\text{н}} J_1(\mu) \sin \omega_{\text{м}} t \sin(\omega_{\text{н}} t + \varphi_{\text{н}}) + \\
 & + 2U_{m\text{н}} J_2(\mu) \cos 2\omega_{\text{м}} t \cos(\omega_{\text{н}} t + \varphi_{\text{н}}) - 2U_{m\text{н}} J_3(\mu) \sin 3\omega_{\text{м}} t \sin(\omega_{\text{н}} t + \varphi_{\text{н}}) + \\
 & + 2U_{m\text{н}} J_4(\mu) \cos 4\omega_{\text{м}} t \cos(\omega_{\text{н}} t + \varphi_{\text{н}}) - 2U_{m\text{н}} J_5(\mu) \sin 5\omega_{\text{м}} t \sin(\omega_{\text{н}} t + \varphi_{\text{н}}) + \dots = \\
 = & U_{m\text{н}} J_0(\mu) \cos(\omega_{\text{н}} t + \varphi_{\text{н}}) - U_{m\text{н}} J_1(\mu) \cos[(\omega_{\text{н}} - \omega_{\text{м}})t + \varphi_{\text{н}}] + \\
 & + U_{m\text{н}} J_1(\mu) \cos[(\omega_{\text{н}} + \omega_{\text{м}})t + \varphi_{\text{н}}] + U_{m\text{н}} J_2(\mu) \cos[(\omega_{\text{н}} - 2\omega_{\text{м}})t + \varphi_{\text{н}}] + \\
 & + U_{m\text{н}} J_2(\mu) \cos[(\omega_{\text{н}} + 2\omega_{\text{м}})t + \varphi_{\text{н}}] - U_{m\text{н}} J_3(\mu) \cos[(\omega_{\text{н}} - 3\omega_{\text{м}})t + \varphi_{\text{н}}] + \\
 & + U_{m\text{н}} J_3(\mu) \cos[(\omega_{\text{н}} + 3\omega_{\text{м}})t + \varphi_{\text{н}}] + U_{m\text{н}} J_4(\mu) \cos[(\omega_{\text{н}} - 4\omega_{\text{м}})t + \varphi_{\text{н}}] + \\
 & + U_{m\text{н}} J_4(\mu) \cos[(\omega_{\text{н}} + 4\omega_{\text{м}})t + \varphi_{\text{н}}] - U_{m\text{н}} J_5(\mu) \cos[(\omega_{\text{н}} - 5\omega_{\text{м}})t + \varphi_{\text{н}}] + \\
 & + U_{m\text{н}} J_5(\mu) \cos[(\omega_{\text{н}} + 5\omega_{\text{м}})t + \varphi_{\text{н}}] + \dots
 \end{aligned} \quad (4.55)$$

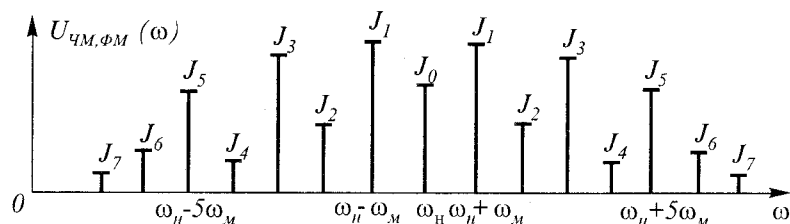


Рис. 4.46

Таким чином, при кутовій модуляції спектр коливання складається з нескінченного числа бокових частот, які відрізняються від несучої частоти $\omega_{\text{н}}$ на $\pm n\omega_{\text{м}}$, де n — будь-яке ціле число від 1 до ∞ . Амплітуди цих бокових частот дорівнюють $U_{m\text{н}n} = J_n(\mu)U_{m\text{н}}$, де $U_{m\text{н}}$ — амплітуда немодульованого коливання, а μ — індекс модуляції. Зазначимо, що амплітуди бокових складових визначаються тільки співвідношенням

$$\frac{\Delta\omega_{\text{н}}}{\omega_{\text{м}}} = \mu \text{ і не залежать від абсолютного значення несучої частоти } \omega_{\text{н}}.$$

На рис. 4.46 представлений спектр коливань з кутовою модуляцією одним тоном. По мірі віддалення від $\omega_{\text{н}}$ амплітуди бокових складових зменшуються. Хоча теоретично спектр коливань з кутовою модуляцією нескінченний, практично він обмежений. Властивості Бесселевих функцій дозволяють углядіти практичну обмеженість спектра коливань з кутовою

модуляцією. Представлення Бесселевих функцій для різних μ в функції від n подано на рис. 4.47. Як видно з графіку, функція $J_n(\mu)$ починає зменшуватися, коли n зрівнюється за порядком величини з μ . Далі, при $n > \mu$ функція $J_n(\mu)$ має дуже малі значення. Це означає, що амплітуди бокових складових у розглянутому спектрі коливань з кутовою модуляцією стають дуже малими при $n > \mu$ і ними можна знехтувати. Звичайно відкидаються всі бокові складові спектра, амплітуди яких менше $0,01 U_{m\text{н}}$. Цим і визначається практична ширина спектра при кутовій модуляції.

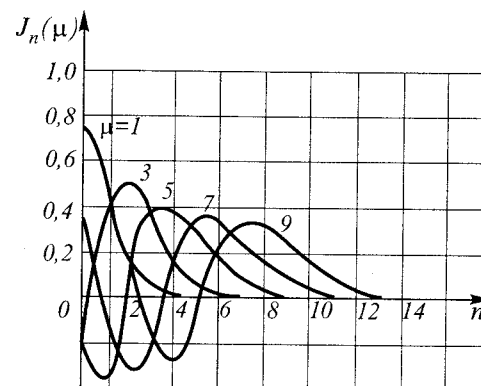


Рис. 4.47

Нехай n — число гармонічних складових в одній боковій смузі спектра, в яких амплітуди більші за $0,01 U_{m\text{н}}$. Тоді практична ширина цієї однієї бокової смуги спектра дорівнює $n\omega_{\text{м}}$, через те, що інтервали між сусідніми гармонічними складовими спектра дорівнюють $\omega_{\text{м}}$.

Повна ширина спектра (двох бокових смуг) дорівнює $2n\omega_{\text{м}}$. При $\mu \gg 1$

можна з наближенням покласти $n \approx \mu$. Тоді повна ширина спектра коливань з кутовою модуляцією дорівнює

$$2n\omega_{\text{м}} \approx 2\mu\omega_{\text{м}} = 2\Delta\omega_{\text{н}},$$

тобто практично ширина смуги дорівнює подвоєній девіації частоти.

При кутовій модуляції складним сигналом, наприклад, декількома частотами, структура спектра коливань стає більш складною. При додаванні кожної нової модулюючої частоти крім появи нескінченного числа нових бокових частот змінюються амплітуди коливань вже діючих бокових частот (обумовлених вже діючими частотами модуляції) та з'являються нові комбінаційні частоти, які сильно ускладнюють структуру спектра модульованого коливання. Таким чином, при збільшенні числа модулюючих частот різко зростає кількість бокових частот. Проте амплітуди бокових частот швидко зменшуються і головна частина цих частот лежить практично в смузі $2\Delta\omega_{\text{н}}$.

Порівняння АМ, ЧМ та ФМ коливань. Порівняємо указані види коливань за двома основними характеристиками: середній за період високої частоти потужності та ширині спектра.

Для АМ коливань середня за період високої частоти потужність змінюється, тому що змінюється амплітуда коливання. Ця потужність у максимальному режимі в $(1+\mu)^2$ разів більше потужності немодульованого коливання.

Ширина спектра АМ коливань залежить від величини максимальної частоти модуляції і дорівнює $2\omega_{m\max}$.

Для ЧМ коливань середня за період високої частоти потужність стала, тому що амплітуда коливань незмінна ($U_{mн} = \text{const}$). Ширина спектра ЧМ коливань, яка дорівнює $2\Delta\omega_n$, залежить тільки від амплітуди модулюючого сигналу та не залежить від його частоти.

Для ФМ коливань середня за період високої частоти потужність також незмінна, бо $U_{mн} = \text{const}$. Ширина спектра дорівнює $2\mu\omega_m = 2\Delta\omega_m$ і залежить як від амплітуди, так і від частоти модулюючого сигналу.

Таким чином, практична ширина спектра коливань з кутовою модуляцією приблизно в μ разів більше ширини спектру АМ коливань.

Імпульсна модуляція. В розглянутих вище АМ, ЧМ та ФМ коливаннях носієм модулюючого сигналу було високочастотне гармонічне коливання, зміна одного з параметрів якого (амплітуди, частоти або фази) визначала відповідний вид модуляції. Проте носієм модулюючого сигналу може бути не тільки високочастотне гармонічне коливання.

В техніці імпульсного зв'язку носієм модулюючого сигналу є періодична послідовність прямокутних імпульсів (рис. 4.48). Така послідовність імпульсів характеризується (виключаючи форму імпульсів) амплітудою

B_m , тривалістю τ та кутовою частотою проходження $\frac{2\pi}{T}$ імпульсів, а також фазою імпульсів — положенням імпульсів після зсуву в часі

відносно їх початкового положення (відносно такзованих тактових точок).

Змінюючи будь-який з перелічених параметрів періодичної послідовності імпульсів за законом зміни модулюючого сигналу, можна одержати чотири основ-

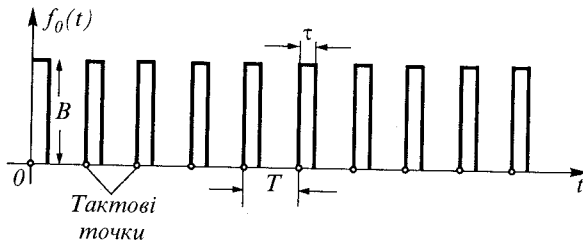


Рис. 4.48

них види імпульсної модуляції.

При **амплітудно-імпульсній модуляції** (АІМ) амплітуда імпульсів

змінюється за законом передаваного (модулюючого) сигналу. На рис. 4.49, а, б, показані відповідно випадки амплітудно-імпульсної модуляції першого (АІМ-I) та другого (АІМ-II) роду, $c(t)$ — модулюючий (передаваний) сигнал.

В АІМ-I миттєве значення амплітуди імпульсу залежить від миттєвого значення сигналу; в АІМ-II висота імпульсу залежить лише від значення сигналу в тактовій точці.

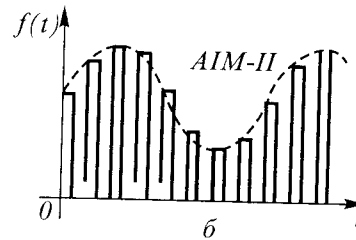
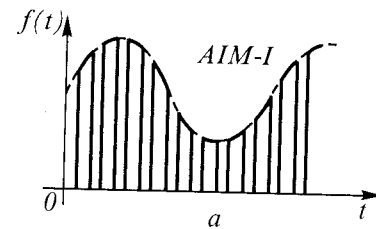
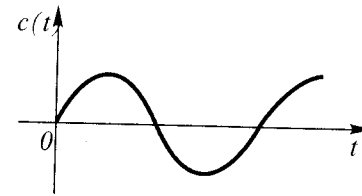


Рис. 4.49

При **модуляції імпульсів за тривалістю** (ТІМ), або, що те ж саме, при **широтно-імпульсній модуляції** (ШІМ), тривалість імпульсів змінюється пропорційно модулюючому сигналу (рис. 4.50).

Розрізняють односторонню (рис. 4.50, а) та двосторонню (рис. 4.50, б) ШІМ. При односторонній ШІМ зміна тривалості імпульсу, пропорційна модулюючому сигналу, відбувається тільки за рахунок переміщення по осі часу його заднього фронту. При двосторонній ШІМ тривалість імпульсу змінюється за рахунок переміщення його переднього та заднього фронтів.

На указаних рисунках: $f_0(t)$ — немодульована послідовність імпульсів; $c(t)$ — модулюючий сигнал; $f(t)$ — модульована послідовність імпульсів.

Якщо при впливі модулюючого сигналу імпульси, зберігаючи свою форму та амплітуду, зміщуються в часі на величину, пропорційну напрузі (або струму) модулюючого сигналу, то ми одержуємо часову імпульсну модуляцію, яка ділиться на **фазово-імпульсну модуляцію** (ФІМ) та **частотно-імпульсну модуляцію** (ЧІМ).

При фазово-імпульсній модуляції величина часового зсуву імпульсів (відносно тактових точок) визначається тільки амплітудою модулюючого сигналу і не залежить від частоти модулюючого сигналу (рис. 4.51, а).

При частотно-імпульсній модуляції частота проходження імпульсів пропорційна амплітуді модулюючого сигналу і не залежить від частоти модуляції (рис. 4.51, б).

ФІМ та ЧІМ пов'язані одна з одною і окремо не існують.

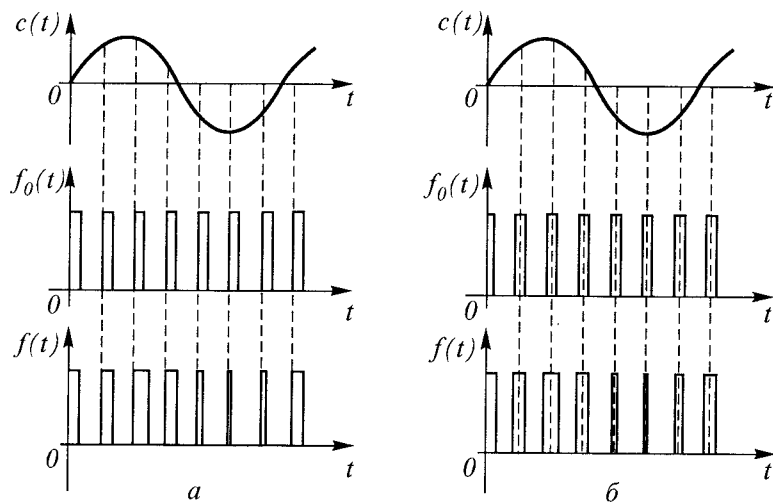


Рис. 4.50

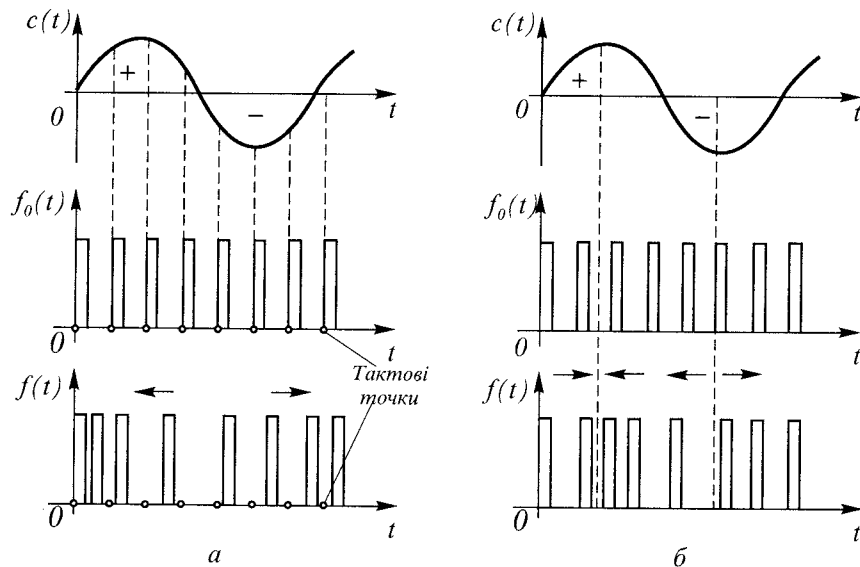


Рис. 4.51

Застосування імпульсної модуляції дозволяє значно збільшити потужність в імпульсі P_i при порівняно невеликій середній потужності P_{cp} . Зв'язок між P_i та P_{cp} визначається виразом

$$P_i = P_{cp} \frac{T_i}{\tau} = P_{cp} Q = \frac{P_{cp}}{\gamma}, \quad (4.56)$$

де T_i — період проходження імпульсів; τ — їх тривалість; $Q = \frac{T_i}{\tau}$ — щільність імпульсів; $\gamma = \frac{1}{Q}$ — коефіцієнт заповнення імпульсів.

Спектр коливань при імпульсній модуляції. Розглянемо періодичну послідовність прямокутних імпульсів (рис. 4.52) (амплітуда імпульсів B , тривалість кожного імпульсу τ , період проходження T).

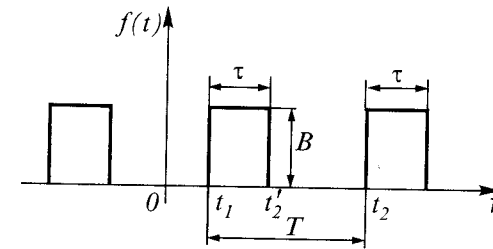


Рис. 4.52

Дану послідовність імпульсів у функції часу $f(t)$ можна задати наступним чином

$$f(t) = \begin{cases} B & \text{при } t_1 \leq t \leq t_2' = t_1 + \tau, \\ 0 & \text{при } t_2' \leq t \leq t_1 + T, \end{cases}$$

де t_1 — момент часу відносно деякого початку відліку $t = 0$.

Тоді комплексна амплітуда визначається як

$$\overline{A}_n = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2'} f(t) e^{-jn\omega_n t} dt = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2'} B e^{-jn\omega_n t} dt = \frac{2B}{jn\omega_n T} (e^{-jn\omega_n t_1} - e^{-jn\omega_n t_2'}), \quad (4.57)$$

$$\text{де } \omega_n = \frac{2\pi}{T}.$$

Якщо покласти $t_2' = t_1 + \tau$, то після перетворень одержуємо

$$\overline{A}_n = \frac{2B\tau}{T} \cdot \frac{\sin \frac{n\omega_n \tau}{2}}{\frac{n\omega_n \tau}{2}} e^{-jn\omega_n (t_1 + \frac{\tau}{2})}, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (4.58)$$

З формули (4.58) виходить, що амплітуди гармонік, визначені виразом

$$A_n = \frac{2B\tau}{T} \cdot \left| \frac{\sin\left(\frac{n\omega_n\tau}{2}\right)}{\frac{n\omega_n\tau}{2}} \right|, \quad n=1, 2, 3, \dots \quad (4.59)$$

і стала складова

$$\frac{A_0}{2} = \frac{B\tau}{T} \quad (4.60)$$

не залежать від вибору початку відліку часу. Спектр амплітуд показаний на рис. 4.53, причому обвідна його, очевидно, визначається рівнянням

$$A(\omega) = \frac{2B\tau}{T} \left| \frac{\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\frac{\omega\tau}{2}} \right|, \quad (4.61)$$

де $\omega = n\omega_n$ для n -ї гармоніки.

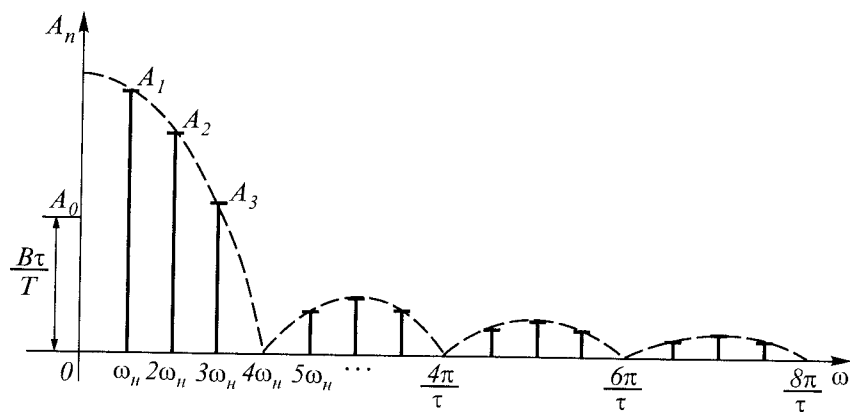


Рис. 4.53

При побудові графіка рис. 4.53 прийнято, що $\frac{T}{\tau} = 4$; тоді

$$\omega_n = \frac{2\pi}{T} = \frac{1}{4} \cdot \frac{2\pi}{\tau}.$$

Фази гармонік Ψ_n залежать від вибору початку відліку часу (див.

(4.58)), яким визначається значення величини t_1 . Слід також зважити на

те, що при черговому прирості частоти $\omega = n\omega_n$ на величину $\Delta\omega = \frac{2\pi}{\tau}$

функція $\sin \frac{\omega\tau}{2}$ змінює свій знак на обернений; тому зміні знаку відповідає приріст фази на величину π . Вираз для фази гармоніки можна записати у вигляді

$$\Psi_n = n\omega_n \left(t_1 + \frac{\tau}{2}\right) + (k-1)\pi, \quad (4.62)$$

де k — порядковий номер інтервалу $\Delta\omega = \frac{2\pi}{\tau}$ на шкалі частот, який відраховується від нульової частоти.

Функція $f(t)$ при розкладі в ряд Фур'є має вигляд

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{B}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\omega_n\tau}{2}\right) e^{jn\omega_n(t-t_1-\frac{\tau}{2})} = \\ &= \frac{B\omega_n\tau}{2\pi} + \frac{2B}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\omega_n\tau}{2}\right) \cos\left[n\omega_n t - n\omega_n \left(t_1 + \frac{\tau}{2}\right)\right] = \\ &= \frac{B\omega_n\tau}{2\pi} + \frac{2B}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\omega_n\tau}{2}\right) \cos\left[n\omega_n \left(t_1 + \frac{\tau}{2}\right)\right] \cos n\omega_n t + \\ &\quad + \frac{2B}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\left(\frac{n\omega_n\tau}{2}\right) \sin\left[n\omega_n \left(t_1 + \frac{\tau}{2}\right)\right] \sin n\omega_n t. \end{aligned} \quad (4.63)$$

Як показує вираз (4.61), форма обвідної спектра амплітуд періодичної послідовності прямокутних імпульсів визначається видом кривої, яка описується функцією

$$A(x) = \left| \frac{\sin x}{x} \right|, \quad x = \frac{\omega\tau}{2},$$

причому

$$A(0) = \lim_{x \rightarrow 0} \left| \frac{\sin x}{x} \right| = 1.$$

Абсолютні значення амплітуд A_n ($n=1, 2, 3, \dots$) гармонік, лінії яких уздовж осі x розташовуються в точках $x_n = \frac{n\omega_n\tau}{2} = \frac{n\pi}{Q}$, отримуються

множенням відповідних ординат кривої $A(x)$ на множник $\frac{2B\tau}{T} = \frac{2B}{Q}$; стала складова дорівнює $\frac{B}{Q}$.

Таким чином, при даному значенні амплітуди імпульсів із збільшенням щільності амплітуди гармонік і стала складова зменшуються, а частота ліній зростає.

Розглянемо найпростіший випадок амплітудно-імпульсної модуляції гармонічним коливанням з частотою ω_M (рис. 4.54). При вибраному початку координат немодульована послідовність імпульсів з амплітудами B та періодом проходження $T = \frac{2\pi}{\omega_H}$ згідно (4.63) може бути представлена рядом Фур'є (при $t_1 = -\frac{\tau}{2}$)

$$f_0(t) = \frac{B\tau}{T} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{n\omega_H\tau}{2}\right)}{\frac{n\omega_H\tau}{2}} \cos n\omega_H t \right]. \quad (4.64)$$

Якщо модулюючий сигнал визначається у вигляді

$$c(t) = C_m \sin(\omega_M t + \varphi_M), \quad (4.65)$$

то амплітуда імпульсів B_m при АІМ-І буде змінюватися за законом

$$B_m = B[1 + \mu_a \sin(\omega_M t + \varphi_M)], \quad (4.66)$$

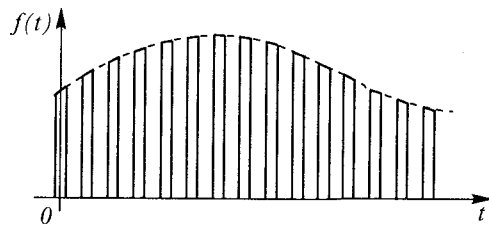


Рис. 4.54

де $\mu_a = \frac{kC_m}{B}$ — глибина модуляції; k — коефіцієнт пропорційності; C_m — амплітуда модулюючого гармонічного сигналу; φ_M — початкова фаза модулюючого сигналу.

Якщо підставити (4.66) у (4.64), то одержимо вираз для коливань з АІМ-І у вигляді

$$f(t) = B[1 + \mu_a \sin(\omega_M t + \varphi_M)] \frac{\tau}{T} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{n\omega_H\tau}{2}\right)}{\frac{n\omega_H\tau}{2}} \cos n\omega_H t \right]. \quad (4.67)$$

Після тригонометричних перетворень одержуємо

$$\begin{aligned} f(t) = & \frac{B\tau}{T} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{n\omega_H\tau}{2}\right)}{\frac{n\omega_H\tau}{2}} \cos n\omega_H t \right] + \mu_a \frac{B\tau}{T} \sin(\omega_M t + \varphi_M) + \\ & + \mu_a \frac{B\tau}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{n\omega_H\tau}{2}\right)}{\frac{n\omega_H\tau}{2}} \sin[(n\omega_H + \omega_M)t + \varphi_M] + \\ & + \mu_a \frac{B\tau}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{n\omega_H\tau}{2}\right)}{\frac{n\omega_H\tau}{2}} \sin[(n\omega_H - \omega_M)t - \varphi_M]. \end{aligned} \quad (4.68)$$

Порівняння виразів (4.64) та (4.68) показує, що у випадку модуляції одним гармонічним сигналом з частотою ω_M спектр амплітуд модульованої послідовності імпульсів відрізняється від спектра немодульованої послідовності наявністю складової з частотою модуляції ω_M та бокових складових з частотами $(n\omega_H \pm \omega_M)$ біля кожної гармоніки спектра немодульованої послідовності (рис. 4.55).

Очевидно, у випадку модуляції декількома сигналами (або неперіо-

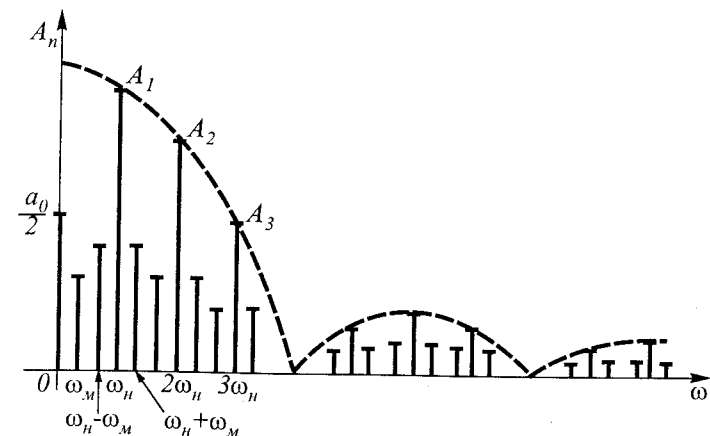


Рис. 4.55

дичним сигналом) число бокових складових та складових низьких частот модуляції у спектрі модульованої послідовності імпульсів відповідно зросте.

Відзначимо, що демодуляція (виділення складової з частотою модуляції ω_M) сигналу АІМ-I здійснюється порівняно просто застосуванням фільтра низьких частот. Це обумовлено наявністю в спектрі модульованої послідовності імпульсів складової з частотою ω_M . Оскільки ближчою до цієї складової є складова спектра з частотою $\omega_H - \omega_M$, то для неспотвореного виділення складової з частотою ω_M необхідно виконання умови

$$\omega_M < \omega_H - \omega_M \text{ або } \omega_H > 2\omega_M. \quad (4.69)$$

На практиці обирають

$$\omega_H = (2 + 3)\omega_{M\max}, \quad (4.70)$$

де $\omega_{M\max}$ — максимальна частота в спектрі модулюючого сигналу. Частоту проходження імпульсів ω_H часто називають тактовою (несучою) частотою. Вираз (4.70) визначає умови вибору цієї частоти.

Збільшення частоти проходження імпульсів ω_H вище потрібного за умовою (4.70) не вигідно, тому що збільшується середня потужність через зменшення щільності.

Вираз для коливань з амплітудно-імпульсною модуляцією 2-го роду (при модуляції одним гармонічним сигналом ω_M — рис. 4.49, б) може бути одержаний у вигляді

$$f(t) = \frac{B\tau}{T} \left\{ 1 + \mu_a \frac{\sin \frac{\omega_M \tau}{2}}{\frac{\omega_M \tau}{2}} \sin \omega_M t + \sum_{n=1}^{\infty} \left[2 \frac{\sin \frac{n\omega_H \tau}{2}}{\frac{n\omega_H \tau}{2}} \cos n\omega_H t + \right. \right. \\ \left. \left. + \mu_a \frac{\sin \frac{(n\omega_H + \omega_M)\tau}{2}}{(n\omega_H + \omega_M)\tau} \sin(n\omega_H + \omega_M)t - \right. \right. \\ \left. \left. - \mu_a \frac{\sin \frac{(n\omega_H - \omega_M)\tau}{2}}{(n\omega_H - \omega_M)\tau} \sin(n\omega_H - \omega_M)t \right] \right\}. \quad (4.71)$$

Спектр амплітуд АІМ-II показаний на рис. 4.56.

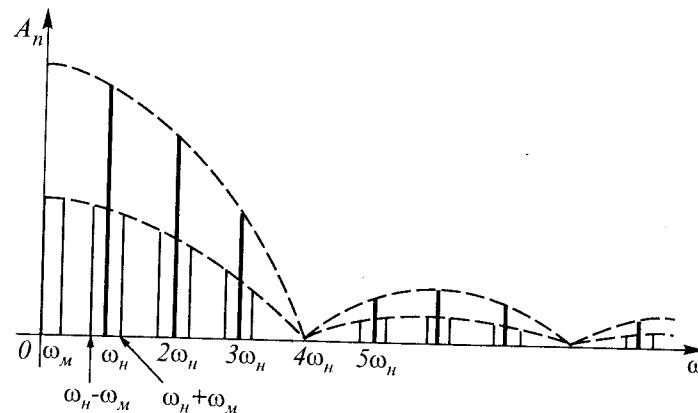


Рис. 4.56

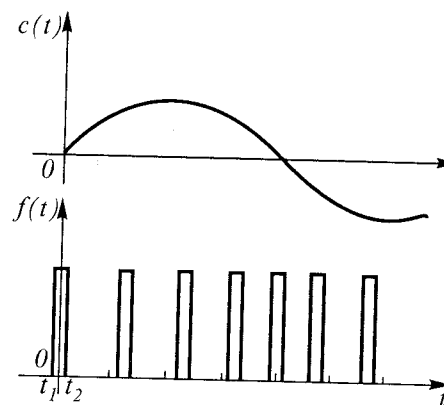


Рис. 4.57

Спектр коливань при фазово-імпульсній (частотно-імпульсній) модуляції можна визначити, якщо за законом зміни модулюючого сигналу $c(t) = C_m \sin \omega_M t$ змінюється величина часового зсуву імпульсів відносно тактових точок (рис. 4.57). При цьому тривалість імпульсів τ зберігається сталою.

Немодульовану послідовність прямокутних імпульсів представимо рядом Фур'є у вигляді [одержуємо з (4.63) при $t_2 = t_2$].

$$f_0(t) = \frac{B(t_2 - t_1)}{T} + \frac{B}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} [\sin n\omega_H(t - t_1) - \sin n\omega_H(t - t_2)]. \quad (4.72)$$

Очевидно, в модульованій послідовності положення в часі переднього (t_1) та заднього (t_2) фронтів імпульсу визначаються відповідно виразами

$$\left. \begin{aligned} t_1(t) &= -\frac{\tau}{2} + kC_m \sin \omega_M t, \\ t_2(t) &= \frac{\tau}{2} + kC_m \sin \omega_M (t - \tau). \end{aligned} \right\} \quad (4.73)$$

Замінивши в (4.72) t_1 та t_2 згідно (4.73), одержимо

$$f(t) = \frac{B\tau}{T} - 2 \frac{kBC_m}{T} \sin \frac{\omega_m \tau}{2} \cos \omega_m \left(t - \frac{\tau}{2} \right) + \\ + \frac{B}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left\{ \sin n\omega_n \left(t + \frac{\tau}{2} - kC_m \sin \omega_m t \right) - \right. \\ \left. - \sin n\omega_n \left[t - \frac{\tau}{2} - kC_m \sin \omega_m (t - \tau) \right] \right\} \quad (4.74)$$

В останньому виразі

$\sin n\omega_n \left(t + \frac{\tau}{2} - kC_m \sin \omega_m t \right)$ та $\sin n\omega_n \left[t - \frac{\tau}{2} - kC_m \sin \omega_m (t - \tau) \right]$ замі-
няємо рядами Фур'є, коефіцієнтами яких є функції Бесселя, тобто

$$\sin n\omega_n \left(t + \frac{\tau}{2} - kC_m \sin \omega_m t \right) = \\ = \sum_{p=-\infty}^{\infty} J_p(kn\omega_n C_m) \sin \left(n\omega_n t + \frac{n\omega_n \tau}{2} - p\omega_m t \right); \quad (4.75)$$

$$\sin n\omega_n \left[t - \frac{\tau}{2} - kC_m \sin \omega_m (t - \tau) \right] = \\ = \sum_{p=-\infty}^{\infty} J_p(kn\omega_n C_m) \sin \left[n\omega_n t - \frac{n\omega_n \tau}{2} - p\omega_m (t - \tau) \right]. \quad (4.76)$$

Підставивши (4.75) та (4.76) у (4.74), після нескладних перетворень одержимо

$$f(t) = \frac{B\tau}{T} - 2 \frac{kBC_m}{T} \sin \frac{\omega_m \tau}{2} \cos \omega_m \left(t - \frac{\tau}{2} \right) + \\ + \frac{2B}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \frac{1}{n} J_p(kn\omega_n C_m) \sin \frac{(n\omega_n - p\omega_m)\tau}{2} \times \\ \times \cos \left[(n\omega_n - p\omega_m)t + \frac{p\omega_m \tau}{2} \right]. \quad (4.77)$$

Спектр коливань при фазово-імпульсній (частотно-імпульсній) модуляції показаний на рис. 4.58.

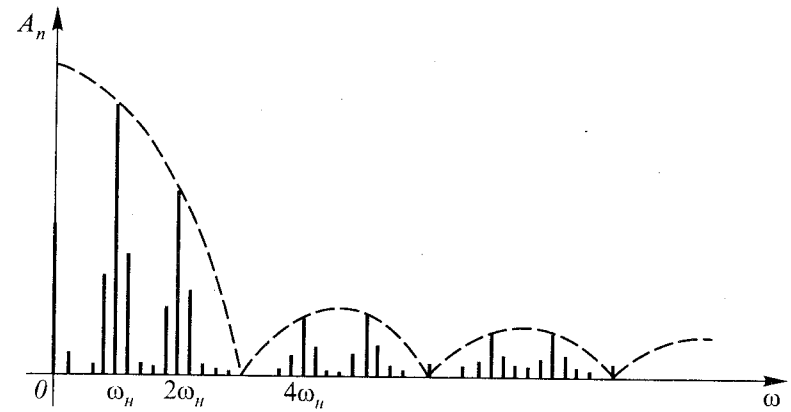


Рис. 4.58

Розглянуті приклади спектрів різних імпульсних модульованих коливань показують, що робоча смуга частот, займана такими коливаннями, практично (при малій тривалості імпульсу) не залежить від виду модуляції і головним чином визначається тривалістю та формою імпульсу.

Детектування. Детектуванням називається процес виділення модулюючого сигналу з модульованого. Таким чином, детектування — це процес, зворотний модуляції, або демодуляція. Пристрої, які здійснюють це перетворення, називаються детекторами або демодуляторами.

На вхід детектора надходить модульований сигнал, спектр якого містить тільки високочастотні складові. Наприклад, у простішому випадку при амплітудній модуляції одним гармонічним сигналом з частотою ω_m спектр модульованого сигналу має вигляд, показаний на рис. 4.59, а. На виході детектора одержуємо модулюючий (звичайно низько-частотний) сигнал; в нашому простішому випадку це гармонічне коливання низької частоти ω_m (рис. 4.59, б).

Таким чином, детектування пов'язано з трансформацією спектра вхідного сигналу, тобто є суттєво нелінійним процесом.

На рис. 4.60 показана у загальному вигляді блок-схема детектора. Нелінійний елемент НЕ здійснює трансформацію спектру вхідного сигналу x_0 . Фільтр низької частоти (ФНЧ) виділяє потрібний нам низькочастотний модулюючий сигнал x_1 .

Отже, детектування складається з двох процесів: основного — нелінійного перетворення модульованого сигналу та додаткового — фільтрації (виділення) корисного низькочастотного сигналу.

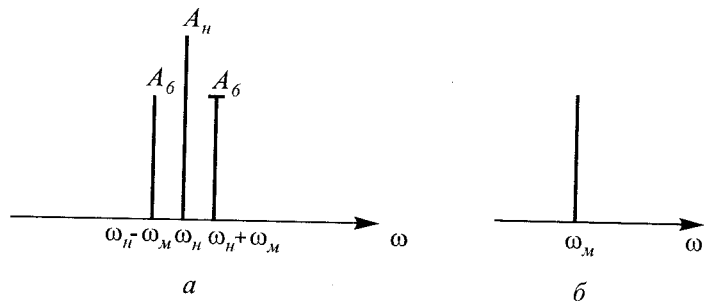


Рис. 4.59

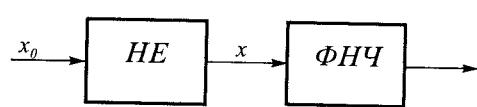


Рис. 4.60

Розглянемо більш докладно детектування амплітудно-модульованого сигналу. Припустимо, що робоча ділянка характеристики нелінійного елемента детектора (рис. 4.60) описується квадратичним поліномом

$$x = \alpha_1 x_0 + \alpha_2 x_0^2. \quad (4.78)$$

Такий детектор називається квадратичним.

Точна теорія квадратичного детектування складна та виходить за рамки цього підручника. Нижче ми обмежимося розглядом приблизної теорії квадратичного детектування.

Вхідний сигнал x_0 , амплітудно-модульований одним гармонічним сигналом ω_M , запишемо у вигляді

$$x_0 = A_6 \cos(\omega_H - \omega_M)t + A_H \cos \omega_H t + A_6 \cos(\omega_H + \omega_M)t, \quad (4.79)$$

де $A_6 = \frac{\mu A_H}{2}$.

Підставивши (4.79) у (4.78) і зробивши тригонометричні перетворення, одержимо сигнал на виході нелінійного елемента детектора у вигляді

$$\begin{aligned} x = & \alpha_2 \left(A_6^2 + \frac{A_H^2}{2} \right) + 2\alpha_2 A_6 A_H \cos \omega_M t + \alpha_2 A_6^2 \cos 2\omega_M t + \\ & + \alpha_1 A_6 \cos(\omega_H - \omega_M)t + \alpha_1 A_H \cos \omega_H t + \alpha_1 A_6 \cos(\omega_H + \omega_M)t + \\ & + \frac{\alpha_2 A_6^2}{2} \cos(2\omega_H - 2\omega_M)t + \alpha_2 A_6 A_H \cos(2\omega_H - \omega_M)t + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & + \alpha_2 \left(A_6^2 + \frac{A_H^2}{2} \right) \cos 2\omega_H t + \alpha_2 A_6 A_H \cos(2\omega_H + \omega_M)t + \\ & + \frac{\alpha_2 A_6^2}{2} \cos(2\omega_H + 2\omega_M)t. \end{aligned} \quad (4.80)$$

Спектр цього сигналу показаний на рис. 4.61. Корисний модулюючий низькочастотний сигнал $2\alpha_2 A_6 A_H \cos \omega_M t$ може бути виділений за допомогою ФНЧ, який повинен бути вузькосмуговим фільтром.

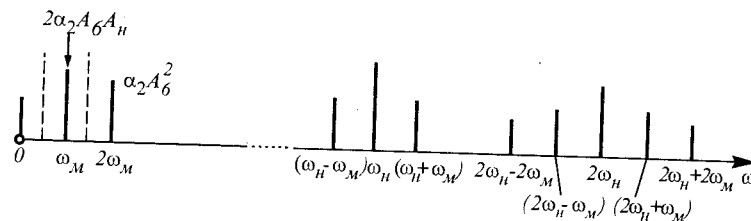


Рис. 4.61

Проте, якщо частота модулюючого сигналу не постійна, а змінюється в межах від $\omega_{\min}$ до $\omega_{\max}$, то фільтр низької частоти повинен бути вже смуговим з нижньою та верхньою граничними частотами $\omega_{\min}$ та $\omega_{\max}$ відповідно.

В цьому випадку детектування здійснюється з спотвореннями. Друга гармоніка модулюючого сигналу з частотою $2\omega_M$ пропускається смуговим фільтром (якщо $\omega_{\min} \leq 2\omega_M \leq \omega_{\max}$) і з'являється на виході детектора разом з корисним сигналом частоти ω_M .

Міра нелінійних спотворень характеризується коефіцієнтом гармонік, який визначається виразом

$$K_r = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_k^2}}{I_1}, \quad (4.81)$$

де $I_1, I_2, I_3, \dots, I_k$ — відповідно амплітуди (або діючі значення) першої, другої, третьої і т.д. гармонік на виході нелінійного елемента.

Оцінемо величину нелінійних спотворень у даному випадку. З (4.81) та (4.80) отримуємо

$$K_r = \frac{\alpha_2 A_6^2}{2\alpha_2 A_6 A_H} = \frac{A_6}{2A_H} = \frac{\mu \frac{A_H}{2}}{2A_H} = \frac{\mu}{4}. \quad (4.82)$$

Таким чином, коефіцієнт гармонік квадратичного детектора при детектуванні амплітудно-модульованого одним тоном сигналу залежить від глибини модуляції μ . Вочевидь, для малих μ коефіцієнт гармонік K_r малий (4.82).

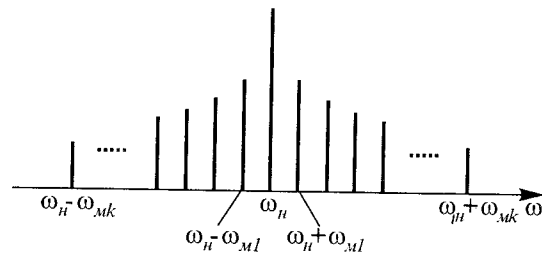


Рис. 4.62

Розглянемо детектування квадратичним детектором складного амплітудно-модульованого сигналу. Нехай, наприклад, спектр такого сигналу має вигляд, представлений на рис. 4.62.

Неважко показати, що в цьому випадку у

складі спектра сигналу x на виході нелінійного елемента детектора будуть складові з частотами:

$\omega_{m1}, \omega_{m2}, \omega_{m3}, \dots, \omega_{mk}; 2\omega_{m1}, 2\omega_{m2}, 2\omega_{m3}, \dots, 2\omega_{mk};$
 $\omega_{m1} + \omega_{m2}, \omega_{m1} + \omega_{m3}, \dots; \omega_{m1} - \omega_{m2}, \omega_{m1} - \omega_{m3}, \omega_{m2} - \omega_{m3}, \dots$ і т.д.

Якщо $\omega_{m1}, \omega_{m2}, \dots, \omega_{mk}$ — фіксовані частоти, то складові цих частот можуть бути виділені за допомогою вузькосмугових фільтрів. Проте, якщо частоти модуляції змінні, то фільтр низької частоти на виході детектора повинен бути смуговим, що обумовлює появу на виході квадратичного детектора складових не тільки других гармонік, але й комбінаційних частот. Спотворення корисного сигналу на виході квадратичного детектора, звичайно, збільшуються.

Таким чином, квадратичне детектування призводить до суттєвого спотворення корисного сигналу за рахунок появи в ньому «паразитних» складових: подвоєних та комбінаційних частот модуляції. Квадратичне детектування застосовується найчастіше для цілей радіовимірювання.

На рис. 4.63 зображена практична схема квадратичного детектора. Нелінійним елементом у цій схемі є напівпровідниковий діод VD . Характеристика такого діода показана на рис. 4.64. Якщо вхідний сигнал

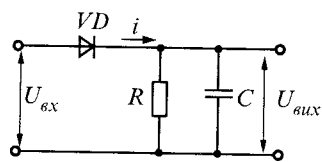


Рис. 4.63

$u_{вх}$ достатньо малий (вимірюється одиницями та десятками мілівольт), то робоча ділянка характеристики нелінійного елемента розташовується на її нижньому зломі і апроксимується з достатньою для практики точністю квадратичним поліномом

$$i = \alpha_1 u + \alpha_2 u^2. \quad (4.83)$$

Фільтром низької частоти в схемі є паралельно ввімкнені опір навантаження R та ємність C . Нехай на вхід такого детектора подається амплітудно-модульована напруга високої частоти

$$u_{вх} = U(t) \cos \omega_n t. \quad (4.84)$$

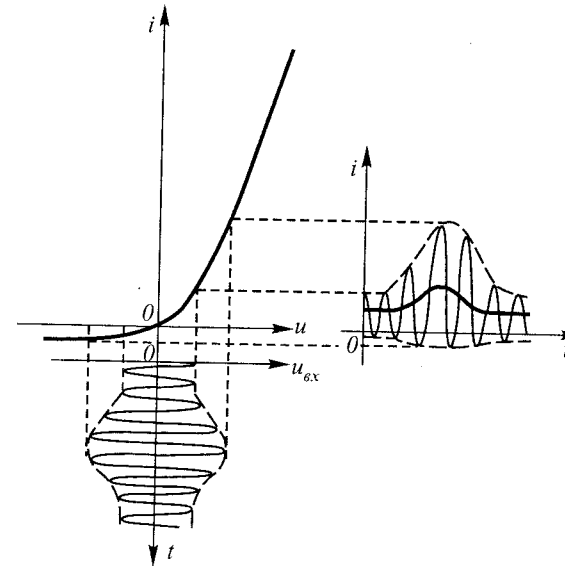


Рис. 4.64

Напругу на нелінійному елементі детектора (діоді VD) u можна вважати приблизно рівною вхідній напрузі $u_{вх}$

$$u \approx u_{вх}, \quad (4.85)$$

тому що опір навантаження детектора R шунтований ємністю C , яка представляє малий опір для напруги високої частоти $u_{вх}$.

Струм діода i з урахуванням (4.83) та (4.84) визначиться виразом

$$\begin{aligned} i &= \alpha_1 U(t) \cos \omega_n t + \alpha_2 U^2(t) \cos^2 \omega_n t = \\ &= \alpha_1 U(t) \cos \omega_n t + \frac{\alpha_2 U^2(t)}{2} (1 + \cos 2\omega_n t) = \\ &= \frac{\alpha_2 U^2(t)}{2} + \alpha_1 U(t) \cos \omega_n t + \frac{\alpha_2 U^2(t)}{2} \cos 2\omega_n t. \end{aligned} \quad (4.86)$$

Таким чином, струм діода містить низькочастотну складову $\frac{\alpha_2 U^2(t)}{2}$ та дві високочастотні складові з частотами ω_n та $2\omega_n$. Високочастотні складові струму діода не створюють спаду напруги на опорі навантаження детектора R , тому що останній шунтований ємністю C . Низькочастотна складова струму діода (показана жирною лінією на рис. 4.64), в якій, очевидно, міститься корисний сигнал, створює спад напруги на опорі

навантаження детектора R . Ця напруга і є вихідною напругою квадратичного детектора

$$u_{\text{вих}} \approx \frac{\alpha_2 U^2(t)}{2} R. \quad (4.87)$$

При амплітудній модуляції одним гармонічним сигналом

$$U(t) = U_{\text{мн}} (1 + \mu \cos \omega_{\text{м}} t).$$

Тоді вихідна напруга квадратичного детектора може бути одержана у вигляді

$$\begin{aligned} u_{\text{вих}} &\approx \frac{\alpha_2}{2} R U_{\text{мн}}^2 (1 + 2\mu \cos \omega_{\text{м}} t + \mu^2 \cos^2 \omega_{\text{м}} t) = \\ &= \frac{\alpha_2}{2} R U_{\text{мн}}^2 \left(1 + 2\mu \cos \omega_{\text{м}} t + \frac{\mu^2}{2} + \frac{\mu^2}{2} \cos 2\omega_{\text{м}} t \right) = \\ &= \frac{\alpha_2}{2} R U_{\text{мн}}^2 \left(1 + \frac{\mu^2}{2} \right) + \alpha_2 R U_{\text{мн}}^2 \mu \cos \omega_{\text{м}} t + \frac{\alpha_2}{4} R U_{\text{мн}}^2 \mu^2 \cos 2\omega_{\text{м}} t. \end{aligned} \quad (4.88)$$

Таким чином, на виході квадратичного детектора в результаті детектування амплітудно-модульованого одним гармонічним сигналом одержана як складова основної частоти модуляції $\omega_{\text{м}}$, так і складова її другої гармоніки.

Стала складова звичайно відокремлюється за допомогою роздільного конденсатора, який вмикається послідовно в коло після детектора.

Лінійний (квазілінійний) детектор. Як показує теорія та практика, нелінійні спотворення, властиві квадратичному детекторові, можуть бути суттєво зменшені, якщо використати так званий лінійний детектор. Принципова схема лінійного детектора не відрізняється від схеми квадратичного детектора (див. рис. 4.63). Проте амплітуда вхідної напруги лінійного детектора $u_{\text{вх}}$ повинна бути порівняно великою (порядку $0,5 \div 1,5$ В) з тим, щоб основна частина робочої ділянки характеристики нелінійного елемента детектора розташовувалась на практично лінійній частині його характеристики. В цьому випадку характеристика нелінійного елемента (діода) може бути з достатньою для практики точністю апроксимована ломаною прямою (рис. 4.65).

Розглянемо спочатку роботу лінійного детектора, коли на його вхід подається немодульована напруга високої частоти

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{мн}} \cos \omega_{\text{н}} t. \quad (4.89)$$

Графік струмів та напруг лінійного детектора в ustalеному режимі при подачі на його вхід напруги (4.89) зображений на рис. 4.65.

Вважаємо (як і у випадку квадратичного детектора), що вся високо-частотна вхідна напруга прикладена до діода, тому що опір ємності C для високої частоти $\omega_{\text{н}}$ малий:

$$u \approx u_{\text{вх}} = U_{\text{мн}} \cos \omega_{\text{н}} t. \quad (4.90)$$

Тоді струм діода буде мати форму імпульсів з кутом відсічки θ та амплітудою $I_{\text{м}}$ (рис. 4.65). Як було показано вище, цей струм може бути зображений рядом Фур'є у вигляді

$$i = \alpha_0 I_{\text{м}} + \alpha_1 I_{\text{м}} \cos \omega_{\text{н}} t + \alpha_2 I_{\text{м}} \cos 2\omega_{\text{н}} t + \dots, \quad (4.91)$$

де $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots$ — коефіцієнти сталої складової, першої, другої і т.д. гармонік відповідно:

$$\alpha_0 = \frac{I_0}{I_{\text{м}}} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}; \quad \alpha_1 = \frac{I_1}{I_{\text{м}}} = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)};$$

$$\alpha_k = \frac{I_k}{I_{\text{м}}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\sin k\theta \cos \theta - k \cos k\theta \sin \theta}{k(k^2 - 1)(1 - \cos \theta)}, \quad (k > 1).$$

Всі гармоніки струму діода, починаючи з першої, не будуть створювати спаду напруги на опорі навантаження детектора R , тому що він шунтований по високій частоті ємністю C .

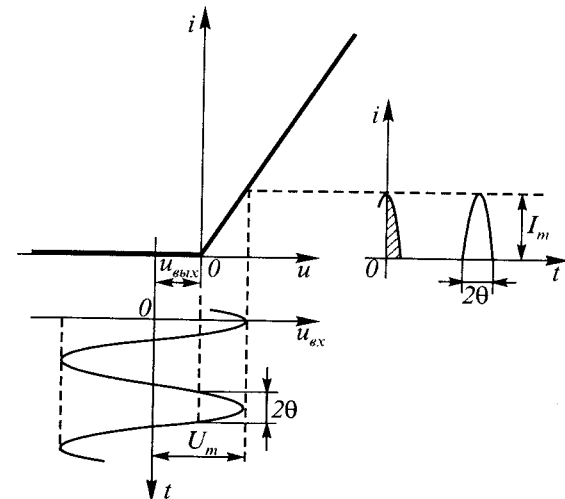


Рис. 4.65

Стала складова струму діода $\alpha_0 I_m$ створює спад напруги на опорі R , який і є вихідною напругою детектора,

$$u_{\text{вих}} = \alpha_0 I_m R. \quad (4.92)$$

Ця ж напруга обумовлює початкове зміщення вихідної робочої точки на характеристиці діода (рис. 4.65).

Амплітуду імпульсів струму діода I_m виразимо через крутість характеристики діода S_d або його прямий опір $r_{\text{пр}}$:

$$I_m = S_d (U_{mн} - u_{\text{вих}}) = \frac{U_{mн} - u_{\text{вих}}}{r_{\text{пр}}}. \quad (4.93)$$

Підставивши (4.93) в (4.92), одержимо

$$u_{\text{вих}} = \alpha_0 R \frac{U_{mн} - u_{\text{вих}}}{r_{\text{пр}}} = \alpha_0 \frac{R}{r_{\text{пр}}} U_{mн} \left(1 - \frac{u_{\text{вих}}}{U_{mн}} \right). \quad (4.94)$$

Враховуючи, що $u_{\text{вих}} = U_{mн} \cos \theta$ (див. рис. 4.65), з (4.94) одержимо

$$u_{\text{вих}} = \alpha_0 \frac{R}{r_{\text{пр}}} U_{mн} (1 - \cos \theta). \quad (4.95)$$

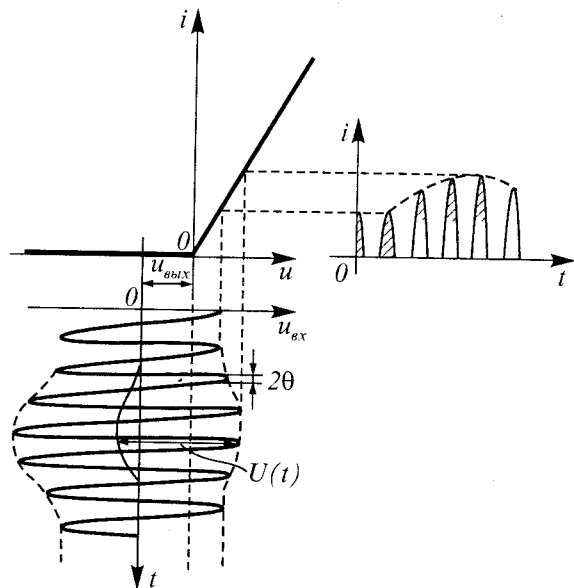


Рис. 4.66

Таким чином, вихідна напруга $u_{\text{вих}}$ лінійного детектора прямо пропорційна амплітуді вхідної напруги, якщо θ є сталою величиною.

Покажемо, що величина кута відсічки θ залежить тільки від параметрів схеми лінійного детектора.

З (4.95) маємо

$$\frac{u_{\text{вих}}}{U_{mн}} = \cos \theta = \alpha_0 \frac{R}{r_{\text{пр}}} (1 - \cos \theta), \quad (4.96)$$

або

$$\cos \theta \left(1 + \alpha_0 \frac{R}{r_{\text{пр}}} \right) = \alpha_0 \frac{R}{r_{\text{пр}}},$$

звідки

$$\cos \theta = \frac{\alpha_0 \frac{R}{r_{\text{пр}}}}{1 + \alpha_0 \frac{R}{r_{\text{пр}}}}. \quad (4.97)$$

Враховуючи, що α_0 є функцією кута θ , з рівняння (4.97) можна визначити кут θ , який, очевидно, залежить тільки від параметрів схеми R та $r_{\text{пр}}$.

Розглянемо тепер роботу лінійного детектора при подачі на його вхід амплітудно-модульованої напруги

$$u_{\text{вх}} = U(t) \cos \omega_n t.$$

Графік струмів та напруг лінійного детектора для цього випадку показаний на рис. 4.66.

Очевидно, всі аналогічні співвідношення, одержані вище, зберігаються і в даному випадку з заміною в них $U_{mн}$ на $U(t)$. Напруга на виході лінійного детектора при подачі на його вхід амплітудно-модульованої напруги визначається у вигляді

$$u_{\text{вих}} = U(t) \cos \theta.$$

Кут відсічки θ залишається сталим, а його величина визначається тільки параметрами схеми R та $r_{\text{пр}}$.

Таким чином, напруга на виході лінійного детектора прямо пропорційна амплітуді вхідної амплітудно-модульованої напруги. В цьому розумінні такий детектор, що працює в режимі порівняно великих амплітуд вхідного сигналу, називається лінійним, хоча він здійснює нелінійне перетворення — детектування.

Розглянемо фізичну картину роботи лінійного детектора, якщо діод ідеальний, тобто $r_{\text{пр}} = 0$, а $r_{\text{зв}} = \infty$.

На рис. 4.67 показаний графік модульованої по амплітуді високо- частотної вхідної напруги $u_{\text{вх}}$ детектора. Припустимо, що в початковий момент $t=0$ напруга на конденсаторі $u_c = u_{\text{вих}}$ дорівнює нулю ($t=0$; $u_{\text{вих}}=0$). В подальші моменти часу, коли $u_{\text{вх}}$ стане позитивною, конденсатор C почне заряджатися від джерела вхідної напруги через діод. У цьому випадку струм діода тече в прямому напрямку (від анода до катода), тому діод можна замінити коротким замиканням. Тоді вхідна напруга $u_{\text{вх}}$ виявляється безпосередньо підключеною до конденсатора C , тобто

$$u_{\text{вих}} = u_c = u_{\text{вх}} \quad (0 < t \leq t_1). \quad (4.98)$$

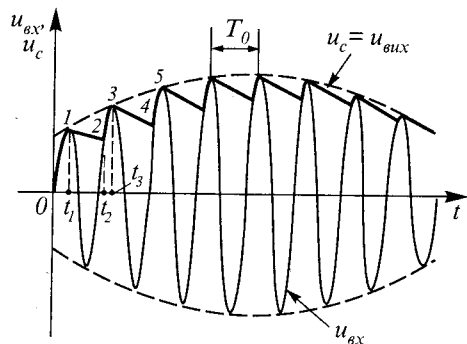


Рис. 4.67

Рівність (4.98) справедлива до моменту часу t_1 включно, коли вхідна напруга $u_{\text{вх}}$ досягне максимуму (точка 1 на рис. 4.67).

В інтервалі часу $0 < t \leq t_1$ напруга $u_c = u_{\text{вих}} = u_{\text{вх}}$ зображена жирною лінією, яка співпадає з кривою $u_{\text{вх}}$.

При $t > t_1$ вхідна напруга починає зменшуватися. Тоді різниця потенціалів між анодом та катодом діода, яка дорівнює $u_{\text{вх}} - u_c$, стає негативною, діод

запирається, що еквівалентно розриву його кола. Конденсатор C починає повільно розряджатися через великий опір R . Зменшення напруги на конденсаторі відбувається за експоненціальним законом

$$u_{\text{вих}} = u_c = u_{c1} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right), \quad (4.99)$$

де u_{c1} — напруга на конденсаторі на початку його розряду ($t=t_1$), t — час, який відраховується від значення t_1 .

Таким чином, друга ділянка 1—2 кривої $u_c = u_{\text{вих}}$ є відрізком повільно спадаючої експоненти за умови, що стала часу $\tau = RC$ кола розряду достатньо велика у порівнянні з періодом високої частоти $T_H = T_0$

$$\tau = RC \gg T_H = \frac{2\pi}{\omega_H}. \quad (4.100)$$

Вхідна напруга $u_{\text{вх}}$ за цей час (від t_1 до t_2), зменшуючись, стає негативною, потім, збільшуючись, — позитивною. В точці 2 вхідна напруга

$u_{\text{вх}}$ зрівнюється з напругою на конденсаторі C , тобто стає рівною $u_{\text{вих}} = u_c$. Далі, як тільки $u_{\text{вх}}$ стане трошки більше за u_c , різниця потенціалів між анодом та катодом діода ($u_{\text{вх}} - u_c$) стає позитивною. Через діод починає текти струм і вхідна напруга $u_{\text{вх}}$ знову підмикається безпосередньо до ємності C , тобто $u_{\text{вх}} = u_c = u_{\text{вих}}$. Таким чином, ділянка 2—3 кривої $u_c = u_{\text{вих}}$ співпадає з графіком $u_{\text{вх}}$. Далі процес повторюється аналогічним чином.

У результаті вихідна напруга $u_{\text{вих}}$ детектора має вигляд «зубчастої» кривої $u_c = u_{\text{вих}}$, зображеної на рис. 4.67 жирною лінією.

Несуча частота ω_H значно більша за максимальну частоту в спектрі модулюючого сигналу $\omega_{\text{мmax}}$ ($\omega_H \gg \omega_{\text{мmax}}$). Тому «зубчики», зображені для наочності в утрированій формі, в дійсності дуже малі. Отже, крива $u_c = u_{\text{вих}}$ практично співпадає з обвідною високо-частотної модульованої напруги $u_{\text{вх}}$ на вході розглянутого лінійного детектора.

Опір навантаження детектора R обирається звичайно порядку $(100 \div 200) \text{ кОм}$ з тим, щоб, враховуючи малу величину низько-частотної складової струму нелінійного елемента, забезпечити відносно велику вихідну напругу $u_{\text{вих}}$.

Величина ємності C обирається з наступних міркувань.

По-перше, для високих частот повинна виконуватися нерівність

$$R \gg \frac{1}{\omega_H C} \quad (4.101)$$

або

$$\tau = RC \gg \frac{1}{\omega_H}, \quad (4.102)$$

де $\tau = RC$ — стала часу детектора.

Ураховуючи, що $\omega_H = \frac{2\pi}{T}$, одержимо

$$\tau \gg \frac{T_H}{2\pi}. \quad (4.103)$$

Звичайно обирають

$$\tau \geq 5T_H = \frac{5}{f_H}, \quad (4.104)$$

де f_H — несуча частота амплітудно-модульованого сигналу.

Співвідношення (4.104) показує, що для високих частот (несучої та її гармонік) детектор повинен бути інерційним, тобто за період несучої

частоти T_H вихідна напруга детектора не повинна значно змінюватися.

Взагалі, з точки зору фільтрації високих частот на виході детектора, ємність C треба обирати по можливості великою.

По-друге, для низьких частот модуляції опір навантаження детектора R не повинен помітно шунтуватися ємністю C . Повинна виконуватися нерівність

$$\frac{1}{\omega_{MB}} \gg R, \quad (4.105)$$

де ω_{MB} — найвища частота в практичному спектрі модулюючого сигналу.

Нерівність (4.105) означає, що для низьких частот модуляції детектор повинен бути практично безінерційним. Фізично це означає, що конденсатор C повинен встигати розряджатися у відповідності із зміною напруги на його обкладинках за законом низької частоти. В протилежному випадку модулюючий сигнал буде виділятися із спотвореннями, як це, наприклад, показано на рис. 4.68. Відрізок часу Δt відповідає ділянці, на якій напруга на конденсаторі $u_c = u_{вих}$ не повторює форму обвідної амплітудно-модульованого сигналу $u_{вх}$.

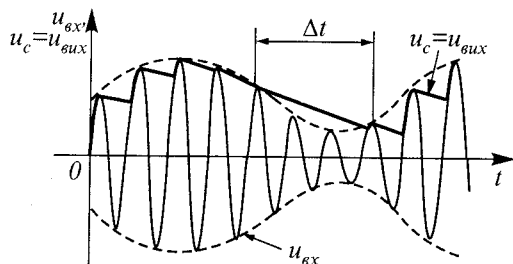


Рис. 4.68

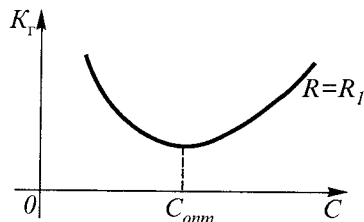


Рис. 4.69

Нерівність (4.105) перепишемо у вигляді

$$\tau = RC \ll \frac{1}{\omega_{MB}}. \quad (4.106)$$

Замінивши в (4.106) ω_{MB} на $2\pi F_{MB}$, одержимо

$$\tau \leq \frac{1}{2\pi F_{MB}}. \quad (4.107)$$

Звичайно обирають

$$\tau \leq \frac{0,05}{F_{MB}}. \quad (4.108)$$

Умови (4.104) та (4.108) запишемо спільно у вигляді

$$\frac{5}{f_H} \leq \tau \leq \frac{0,05}{F_{MB}}. \quad (4.109)$$

За цієї умови вибору сталої часу детектора $\tau = RC$ виходить, що при даному опорі навантаження детектора $R = R_l$ існує оптимальне значення ємності $C_{опт}$, при якому спотворення при детектуванні сигналу мінімальні (рис. 4.69).

КОНТРОЛЬНІ ЗАПИТАННЯ

1. У чому відміна нелінійного елемента від лінійного?
2. Назвіть графо-аналітичні методи розрахунку нелінійних електричних кіл.
3. Поясніть суть методу перетину характеристик.
4. Як апроксимується ВАХ напівпровідникового діода?
5. Застосуйте метод перетину характеристик для розрахунку нелінійного кола постійного струму, яке має біполярний транзистор.
6. У чому різниця інерційних та безінерційних нелінійних елементів?
7. Проілюструйте на прикладі, в яких випадках для розрахунку нелінійних кіл використовують декілька схем заміщення.
8. Застосуйте метод кусково-лінійної апроксимації при розрахунку нелінійного кола, яке має біполярний транзистор, для випадку одночасної дії джерел постійної та змінної напруги.
9. Виконайте степеневу та кусково-лінійну апроксимацію вхідної характеристики біполярного транзистора КТ315А.
10. Як визначити спектральний склад струму при дії на коло з нелінійним елементом гармонічного сигналу та постійної напруги зміщення одночасно?
11. Які особливості спектрального складу вихідного сигналу при дії на нелінійний елемент суми синусоїдних коливань?
12. Що таке модуляція та детектування?
13. Що являє собою спектр АМ коливання?
14. Що відбувається з АМ сигналом при збільшенні глибини модуляції до значення $\mu > 1$?
15. Порівняйте між собою АМ, ФМ та ЧМ коливання.
16. Назвіть види імпульсної модуляції.
17. Що таке АІМ-I та АІМ-II?
18. Чим відрізняються спектри коливань при різних видах імпульсної модуляції?
19. У чому особливість детектування?
20. Яка різниця між квадратичним та лінійним детекторами?
21. З яких міркувань обирається ємність конденсатора детектора?

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Агаханян Т. М. Интегральные микросхемы. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 464 с.
2. Алексеенко А. Г., Шагурин А. А. Микросхемотехника. — М.: Радио и связь, 1990. — 496 с.
3. Аналоговая и цифровая электроника: Учебник для вузов / Ю. Ф. Опадчий, О. П. Глудкин, А. И. Гуров; Под ред. О. П. Глудкина. — М.: Радио и связь, 1996. — 768 с.
4. Вениаминов В. Н., Лебедев О. Н., Мирошниченко А. И. Микросхемы и их применение: Справ. пособие. — 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1989. — 240 с.
5. Горбачев Г. Н., Чаплыгин Е. Е. Промышленная электроника / Под ред. В. А. Лабунцова. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 320 с.
6. Гусев В. Г., Гусев Ю. М. Электроника. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высшая школа, 1991. — 622 с.
7. Гутников В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. — 2-е изд., перераб. и доп. — Л.: Энергоатомиздат, 1988. — 304 с.
8. Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники: В 2 т. — М.: Высшая школа, 1980. — Т. 1, 2. — 530 с.
9. Егизарян Г. А., Стадnev В. И. Магнитодиоды, магнитотранзисторы и их применение. — М.: Радио и связь, 1987. — 88 с.
10. Зельдин Е. А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре. — Л.: Энергоатомиздат, 1986. — 280 с.
11. Нелінійні електричні та магнітні кола: Навч. посібник / І. А. Курило. — К.: НМК ВО, 1992. — 280 с.
12. Ногин В. Н. Аналоговые электронные устройства. — М.: Радио и связь, 1992. — 300 с.
13. Остапенко Г. С. Усилительные устройства. — М.: Радио и связь, 1989. — 399 с.
14. Перетворювальна техніка. Частина 1. Підручник / В. С. Руденко, В. Я. Ромашко, В. Г. Морозов. — К.: ІСДО, 1996. — 262 с.
15. Полупроводниковые выпрямители / Под ред. Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой. — М.: Энергия, 1983. — 450 с.
16. Потемкин И. С. Функциональные узлы цифровой автоматики. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 320 с.
17. Пресс Ф. П. Фоточувствительные приборы с зарядовой связью. — М.: Радио и связь, 1991. — 264 с.
18. Применение прецизионных аналоговых микросхем / А. Г. Алек-

- сеенко, Е. А. Коломбет, Г. И. Стародуб. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1985. — 256 с.
19. Промислова електроніка: Підручник / В. С. Руденко, В. Я. Ромашко, В. В. Трифонюк. — К.: Либідь, 1993. — 432 с.
20. Резисторы: Справочник / В. В. Дубровский, Д. М. Иванов, Н. Я. Пратусевич и др.; Под общ. ред. И. И. Четверткова и В. М. Терехова. — М.: Радио и связь, 1987. — 352 с.
21. Розанов Ю. К. Основы силовой электроники. — М.: Энергоатомиздат, 1992. — 296 с.
22. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Основы преобразовательной техники. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высшая школа, 1980. — 424 с.
23. Руденко В. С., Сенько В. И., Чиженко И. М. Преобразовательная техника. — К.: Вища школа, 1983. — 424 с.
24. Руденко В. С., Сенько В. И., Трифонюк В. В. Основы промышленной электроники. — К.: Техніка, 1990. — 368 с.
25. Руденко В. С., Сенько В. И., Трифонюк В. В. Приборы и устройства промышленной электроники. — К.: Техніка, 1990. — 368 с.
26. Скаржепа В. А., Сенько В. И. Электроника и микросхемотехника. — К.: Вища школа, 1989. — 232 с.
27. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство: Пер. с нем. — М.: Мир, 1982. — 512 с.
28. Токкей Р. Основы цифровой электроники: Пер. с англ. — М.: Мир, 1988. — 392 с.
29. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. — М.: Мир, 1985. — 572 с.
30. Цифрова техніка: Навч. посібник / Б. Е. Рицар. — К.: НМК ВО, 1991. — 372 с.
31. Шило В. Л. Популярныe цифровые микросхемы. — М.: Металлургия, 1988. — 352 с.
32. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник / В. П. Берзан, Б. Ю. Геликман, М. Н. Гураевский и др.; Под ред. Г. С. Кучинского. — М.: Энергоатомиздат, 1987. — 656 с.
33. Электронные приборы для отображения информации / Ю. А. Быстров, И. И. Литвак, Г. М. Перманов. — М.: Радио и связь, 1985. — 240 с.

ЗМІСТ

Передмова	3
Вступ	5
Контрольні запитання	14

Розділ 1. ПРИНЦИП РОБОТИ І ХАРАКТЕРИСТИКИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

1.1. Електропровідність напівпровідників	15
1.2. Електронно-дірковий перехід	19
1.3. Напівпровідникові діоди	26
1.4. Біполярні транзистори	39
1.5. Польові транзистори	69
1.6. Одноперехідні транзистори	80
1.7. Тиристори	82
1.8. Напівпровідникові прилади для пристроїв силової електроніки	91
1.9. Інтегральні схеми	109
Контрольні запитання	116

Розділ 2. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДАТЧИКИ І ІНДИКАТОРНІ ПРИЛАДИ

2.1. Напівпровідникові датчики температури	119
2.2. Магнітонапівпровідникові прилади	123
2.3. Прилади з зарядовим зв'язком	135
2.4. Фотоелектричні прилади	140
2.5. Індикаторні прилади	146
Контрольні запитання	159

Розділ 3. ПАСИВНІ КОМПОНЕНТИ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

3.1. Резистори	160
3.2. Конденсатори	169
3.3. Магнітні елементи	183
Контрольні запитання	204

Розділ 4. РОЗРАХУНОК ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ З НЕЛІНІЙНИМИ ЕЛЕМЕНТАМИ

4.1. Загальні відомості про нелінійні електричні кола	206
---	-----

4.2. Апроксимація характеристик нелінійних елементів	212
4.3. Розрахунок нелінійних кіл постійного струму	221
4.4. Розрахунок нелінійних кіл змінного струму	233
4.5. Розрахунок нелінійних кіл при одночасній дії джерел постійної та змінної напруг	242
4.6. Модуляція та детектування коливань	260
Контрольні запитання	295
Список літератури	296

Підручник

Сенько Віталій Іванович
Панасенко Микола Васильович
Сенько Євген Віталійович
Юрченко Микола Миколайович
Сенько Лариса Іванівна
Ясинський Василь Васильович

**Електроніка
і
мікросхемотехніка**

У 4-х томах

Том I

*Елементна база
електронних пристроїв*

Під редакцією В. І. Сенька

Коректура *Щербакової Н. В.*
Комп'ютерний макет *Романенка В. В.*

Підписано до друку 02.08.2000. Формат 60 x 90/16. Папір офсетний №1.
Гарнітура літературна. Друк офс. Друк. арк. 19.

Віддруковано з фотоформ ТОВ «Видавництво «Обереги»,
01033, м. Київ-33, вул. Саксаганського, 40/85а,

Е50 **Електроніка і мікросхемотехніка:** Підручник для студентів вищ. закл. освіти, що навчаються за напрямками «Електромеханіка» та «Електротехніка»: У 4-х т. / В. І. Сенько, М. В. Панасенко, Є. В. Сенько та ін.; Під ред. В. І. Сенька. — К.: ТОВ «Видавництво «Обереги», 2000.

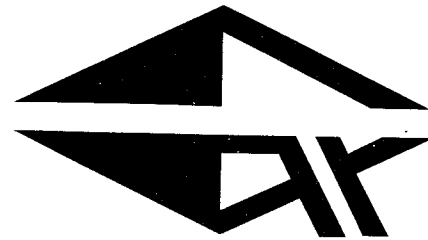
Т. I. Елементна база електронних пристроїв. — 300 с.: іл. — Бібліогр.: с. 296—297.

ISBN 966-513-175-3

У першому томі розглянуто елементну базу електронних пристроїв: діоди, транзистори, тиристори, напівпровідникові датчики, фотоелектричні індикаторні прилади. Розглянуто пасивні компоненти пристроїв: резистори, конденсатори, магнітні елементи; подані їхні характеристики, номенклатура та особливості застосування. Приведено методи розрахунку електричних кіл з напівпровідниковими елементами.

Е 2302030000—091 Без оголош.
2000

ББК 32.85я73+
32.844.1я73



ДЕРЖАВНЕ НАУКОВО-ВИРОБНИЧЕ
ОБ'ЄДНАННЯ

**«ХАРКІВСЬКИЙ
ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИЙ
ЗАВОД»**

об'єднує головний завод, науково-дослідний інститут і особливе конструкторське бюро.

Підприємство – флагман електромашинобудування з великою номенклатурою продукції — широко відоме у країнах Європи, Азії, Африки, Латинської Америки.

За більш ніж восьмидесятилітню історію існування «ХЕМЗ» розробив обладнання для енергетичної, металургійної, вугле- та нафтодобувних, хімічної, машинобудівної та суднобудівної галузей.

Постійне удосконалення технічного рівня продукції, якнайповніше задоволення побажань Споживача — девіз підприємства.

Ми бажали б встановити взаємовигідне співробітництво з усіма зацікавленими сторонами і готові розглянути будь-які пропозиції.

ВИРОБНИЧА ПРОГРАМА ДНВО

«ХЕМЗ»

I. МАШИНИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

1. Електродвигуни 12, 13, 14 габаритів ряду П2ПМ.
2. Машини постійного струму типу ПГ2-500-142-5У2.
3. Електродвигуни постійного струму ряду П2 20-25 габ.
4. Електродвигуни 21 та 25 габаритів ряду П2Ш для електроприводов шахтно-підйомних машин.

II. МАШИНИ ЗМІННОГО СТРУМУ

1. Двигуни асинхронні трифазного струму з короткозамкненим ротором.
2. Двигуни асинхронні трифазного струму з короткозамкненим ротором серії АН-4.
3. Двигуни асинхронні трифазного струму з фазним ротором серії АНЗ-4.
4. Двигуни асинхронні трифазного струму з короткозамкненим ротором серії АНЗ-4.
5. Двигуни асинхронні трифазного струму з фазним ротором серії АКД.
6. Двигуни асинхронні трифазного струму з фазним ротором серії АН-4.
7. Двигуни асинхронні трифазного струму з фазним ротором серії АКЗО.
8. Двигуни асинхронні трифазного струму з фазним ротором серії АТ 20.
9. Двигуни асинхронні трифазного струму з фазним ротором серії АКДЗ.
10. Двигуни синхронні серії 2СДСЗ.
11. Двигуни асинхронні трифазного струму з короткозамкненим ротором серії АД.
12. Двигуни асинхронні трифазного струму з короткозамкненим ротором серії АДЗ.
13. Двигуни асинхронні вертикальні трифазного струму з короткозамкненим ротором серії АВЗ-2.
14. Двигуни асинхронні екскаваторні трифазного струму з фазним ротором типу АКДЕ-16-62-10У2.

15. Двигуни синхронні єдиної серії СДСЗ.
16. Двигуни синхронні прокатні серії МС-325, СДСЗ.
17. Двигуни синхронні прокатні серії СДЕ2.
18. Генератори синхронні дизельні серії МС 99-8/8.
19. Електродвигуни вертикальні асинхронні для приводу центрифуг.
20. Двигуни асинхронні серії «Україна».

III. АПАРАТИ НИЗЬКОЇ НАПРУГИ

1. Автоматичні вимикачі.
2. Контактори електромагнітні змінного струму.
3. Контактори електромагнітні постійного струму.
4. Пристрої комплектні на основі автономних інверторів потужністю до 630 кВА для частотно-регульованих електроприводів серії ПЧТ-1.
5. Пристрої комплектні на основі автономних інверторів потужністю до 630 кВА для частотно-регульованих електроприводів серії ПЧТ-2.
6. Електроприводи комплектні регульовані змінного струму на базі машини «подвійного живлення» серії ПЧД-2.
7. Електроприводи комплектні тиристорні потужністю до 25000 кВт по схемі вентильного двигуна серії ПЧВС.

IV. ЕЛЕКТРОПРИВОДИ ТИРИСТОРНІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

1. Електроприводи комплектні тиристорні модернізовані потужністю до 2000 кВт.
2. Комплектні пристрої для електромагнітного переміщення рідкого металу.
3. Електроприводи комплектні тиристорні уніфікованої серії потужністю 2000-12000 кВт.
4. Пристрій комплектний для електроприводу шахтних підйомних машин по системі Г-Д з тиристорним збудженням.

V. КОМПЛЕКТНІ ПРИСТРОЇ АВТОМАТИЗАЦІЇ СТАЦІОНАРНИХ УСТАНОВОК

1. Пристрій комплектний автоматизації шахтних вентиляторів головного провітрювання.
2. Пристрій комплектний для автоматичного управління турбокомпресорними станціями.

3. Пристрій комплектний для автоматичного управління турбокомпресорними станціями з регульованим електроприводом.
4. Комплектний пристрій для автоматичного управління відцентровими компресорами.
5. Пристрій комплектний для автоматичного управління поршневими компресорними агрегатами загального призначення.
6. Пристрій комплектний для автоматичного управління електроприводами трубних агрегатів.
7. Пристрої комплектні автоматизації електролізерів.
8. Командоапарати сельсинні серії СКАР, СКАП, СКАЗ.

VI. ТОВАРИ НАРОДНОГО СПОЖИВАННЯ

1. Електроутюг типу УТ 1000-1, 2.220.
2. Електроутюг типу УТ400-0, 8.220.
3. Електровентильатор типу ВНС 7110.
4. Електростимулятор ЕПБ-50-0,1.
5. Октан-коректор ЕОК-1.
6. Електроципці ЕЩ 14/220.

VII. НИЗЬКОВОЛЬТНІ КОМПЛЕКТНІ ПРИСТРОЇ ГАЛУЗЕВОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

1. НКП управління енергетичних установок (ПЕХ, ПЕС, ШЕС, ШДУ, КУ, УКАС, ГРЦ).
2. НКП управління приводами установок хімічної промисловості (ПХС, ШХС).
3. НКП управління електроприводами екскаваторів (ШКС).
4. НКП управління приводами гірничодобувної, нафтової промисловостей (ПГХ, ШГС, ПГС, УКАВ-М, ШДГ, Ш).

Адреса: Україна, 310037,
Харків, Московський
проспект, 199, ДНВО «ХЕМЗ»
Телефон: 90-51-25