

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-
КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ



**А.М. КОТЕНКО, О.Л. ТУРОВСЬКИЙ, Г.В.ШУКЛІН,
Ю.В. ПЕПА, І.С. ІВАНЧЕНКО, І.М. АВЕРІЧЕВ,**

**КОМПОНЕНТНА БАЗА ЗАСОБІВ
КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ
ІНФОРМАЦІЇ**

НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК

КИЇВ 2025

УДК 004.35:621. 3
ББК 32.84я7

Рекомендовано до друку Вченою радою
Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій
(протокол № 6 від «15» квітня 2025 р.)

Р е ц е н з е н т и:

Ю.І. Хлапонін, д.т.н., професор,
завідувач кафедри кібербезпеки та комп'ютерної інженерії Київського національного
університету будівництва і архітектури;
С.В. Лазаренко, д.т.н., професор,
професор кафедри технічного захисту інформації Державного некомерційного підприємства
«Державний авіаційний інститут».

**А.М. КОТЕНКО, О.Л. ТУРОВСЬКИЙ, Г.В. ШУКЛІН, Ю.В. ПЕПА,
І.С. ІВАНЧЕНКО, І.М. АВЕРІЧЕВ.**

Компонентна база засобів кібербезпеки та захисту інформації: Навчальний
посібник. - К.: ДУІКТ. – 236 с.
9.6 авторських аркуша.

Навчальний посібник розрахований на студентів вищих навчальних закладів,
які навчаються за спеціальністю F5 «Кібербезпека та захист інформації» та вивчають
дисципліни «Компонентна база в системах захисту інформації», «Засоби передачі в
системах технічного захисту інформації», «Засоби прийому та обробки сигналів в
системах технічного захисту інформації», «Схемотехніка пристроїв технічного
захисту інформації», «Технічні засоби охорони об'єктів».

В посібнику наведений матеріал по пасивним елементам, аналоговій та
цифровій елементній базі систем технічного захисту інформації.

Матеріал, що міститься у ньому дасть можливість ознайомити студентів з
роботою напівпровідникових приладів, що знаходять застосування у сучасних
електронних засобах телекомунікаційних систем та мереж, засобах технічного захисту
інформації. Враховуючи те, що напівпровідникові прилади є основним активними
елементом переважної більшості радіоелектронних пристроїв, тому знайомство з
характеристиками, параметрами і властивостями напівпровідникових приладів є
необхідним для розуміння всіх подальших розділів курсу, де мова йтиме про
використання цих приладів у різноманітних радіоелектронних схемах і пристроях.

Навчальний посібник призначений для використання в навчальному процесі
Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій, а також може
застосовуватися в інших вищих та середніх спеціальних навчальних закладах за фахом
радіоелектроніки та телекомунікацій.

Основною метою даного посібника є вивчення та закріплення теоретичних
знань, отриманих студентами при вивченні навчальних дисциплін.

ISBN

ЗМІСТ

ВСТУП	5
РОЗДІЛ І ПАСИВНІ ЕЛЕМЕНТИ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ	6
1.1. Резистори.....	6
1.1.1. Постійні та змінні резистори.....	6
1.1.2. Терморезистори.....	17
1.1.3. Фоторезистори.....	19
1.2 Електричні конденсатори.....	21
1.3 Котушки індуктивності.....	35
1.4 Трансформатори.....	40
1.5 Дільники напруги.....	42
РОЗДІЛ II НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ	49
2.1 Класифікація напівпровідникових діодів.....	51
2.2 Основні типи напівпровідникових діодів.....	55
2.3 Стабілітрони.....	59
2.4 Варікапи.....	65
2.5 Тунельні діоди.....	67
2.6 Обернені діоди.....	73
2.7 Параметричні і перемножувальні діоди.....	73
2.8 Регулюючі діоди.....	75
2.9 Генераторні діоди.....	79
2.10 Лавинно-пробитні діоди.....	80
2.11 Отоелектронні діоди.....	80
2.12 Безкорпусні світло діоди.....	89
2.13 Фотодіоди.....	91
2.14 Розрахунок електричних кіл з напівпровідниковими діодами.....	94
РОЗДІЛ III БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ	97
3.1. Загальні відомості про транзистори.....	97
3.2 Будова і принцип дії біполярних транзисторів.....	98
3.3 Режими роботи біполярного транзистора.....	99
3.4 Схеми включення біполярних транзисторів.....	104
3.5. Статичні характеристики біполярного транзистора.....	107
3.6. Диференціальні параметри біполярного транзистора.....	112
3.7. Динамічний режим роботи біполярного транзистора.....	118
3.8 Одноперехідний транзистор.....	131
3.9 Складені транзистори.....	134
РОЗДІЛ IV ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ	137

4.1. Польовий транзистор з керуючим р-n переходом.....	137
4.2. Польові транзистори з ізольованим затвором.....	138
4.3. Прилади з зарядовим зв'язком.....	141
4.4 Польові тетроди.....	146
4.5 Схеми включення польового транзистора.....	148
РОЗДІЛ V МІКРОЕЛЕКТРОННІ КОМПОНЕНТИ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ.....	158
5.1. Планарна технологія виготовлення транзисторів.....	158
5.2. Інтегральні мікросхеми.....	161
5.3. Плівкова технологія.....	163
5.4. Деякі особливості технології виготовлення інтегральних мікросхем.....	164
5.5. Необхідність та важливість мікроелектроніки.....	167
РОЗДІЛ VI НАПІВПРОВІДНИКОВІ ЛОГІЧНІ ЦИФРОВІ КОМПОНЕНТИ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ.....	171
6.1. Класифікація логічних елементів та їх основні характеристики.....	171
6.2. Діодні логічні елементи.....	173
6.3. Діодно-транзисторні логічні елементи.....	176
6.4. Транзисторно-транзисторні логічні елементи.....	178
6.5. Емітерно-зв'язані логічні елементи.....	185
6.6. Логічні елементи на польових транзисторах.....	190
РОЗДІЛ VII СИЛОВІ КОМУТАЦІЙНІ КОМПОНЕНТИ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ.....	200
7.1 Тиристори.....	200
7.2 Біполярний транзистор із ізольованим затвором.....	209
РОЗДІЛ VIII ВЛАСНІ ШУМИ КОМПОНЕНТІВ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ.....	216
ЛІТЕРАТУРА.....	219
ДОДАТКИ.....	220

ВСТУП

Практичною задачею електроніки як галузі науки служить розробка електронних приладів і пристроїв, різного функціонального призначення. У цьому зв'язку важливими напрямками розвитку електроніки є розвиток сучасної компонентної бази як складової цих приладів.

Якість функціонування електронних приладів і їх параметри значною мірою залежать від їх складових, а саме від параметрів застосованих у приладах дискретних компонент: резисторів, конденсаторів, напівпровідникових приладів, інтегральних мікросхем, тощо. Для правильного вибору компонент необхідно мати відомості про їх характеристики та параметри і також уявляти фізичні процеси які відбуваються у компонентній базі електронних приладів.

Відмінною особливістю сучасного етапу розвитку електронної техніки є активне застосування інтегральних схеми. Проте даний фактор не виключає використання в електронних приладах дискретних пасивних та активних компонент. Це пояснюється тим, що деякі складові електронної апаратури, наприклад трансформатори, конденсатори великої ємності, потужні транзистори, діоди не можуть бути замінені інтегральними схемами. Тому виробництво дискретних компонент не зменшується, і існує тенденція розвитку їх виробництва у кількісному і у якісному відношеннях.

Матеріал навчального посібника розміщується в такій послідовності, що наступна порція учбової інформації є логічним слідством попередньої.

При цьому важливим є придбання умінь і навичок по складанню і дослідженню схем, роботі з вимірювальними приладами, виконанню технічних розрахунків, грамотному використанню довідкової літератури та ін.

РОЗДІЛ І ПАСИВНІ ЕЛЕМЕНТИ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ

1.1 Резистори

1.1.1 Постійні та змінні резистори

Резистори являються одними з основних пасивних елементів радіоелектронної апаратури. Тому вивчення основних параметрів, властивостей та типів резисторів являється необхідним для розуміння процесів, які проходять в електричних колах.

Призначення, конструкція та класифікація резисторів

На базі деяких електроматеріалів виготовляються резистори, які є найрозповсюдженими радіодеталлями в пристроях радіоелектроніки.

В резисторах використовують їх опір. Опір резистора R залежить від властивостей резистивного матеріалу та його геометричних параметрів. Наприклад,

для дротяного резистора
$$R = \rho \frac{\ell}{S},$$

де ρ – питомий опір резистивного матеріалу;

S – площа перерізу резистивного матеріалу;

ℓ – довжина резистивного матеріалу.

Опір вимірюється в Омах або кратних йому одиницях.

Опір в 1 Ом має провідник, через який при напрузі в 1 В проходить струм в 1 А.

Головна функція резисторів – регулювання та розподіл енергії між електричними ланцюгами та їх елементами, а також створення відповідних співвідношень між струмом та напругою на заданому елементі.

Конструкцію резистора постійного опору зображено на рис. 1.1.

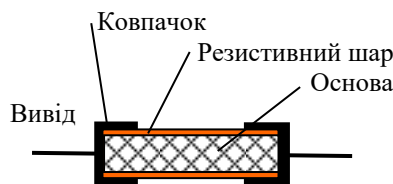


Рис. 1.1
Типова конструкція плівкового
резистора постійного опору

На діелектричній основі (частіше всього циліндричній) розміщується струмопровідний шар резистивного матеріалу. З обох боків основи щільно, для забезпечення надійного контакту, закріплюють ковпачки з виводами. З метою

збільшення опору на струмопровідному шарі резистора роблять спіральну канавку.

При цьому резистивний шар "подовжується" – витягується у стрічку. Для захисту від зовнішніх впливів резистор фарбується або покривається лаком.

Основу резистора виготовляють з кераміки, скла, пластмаси та інших діелектричних матеріалів, які мають мале значення діелектричних утрат, велику міцність та теплостійкість.

Виводи резисторів виготовляються у виді стрічок, дротів, "пелюсток", контактних поясів із латуні, яка покривається нікелем або сріблом. Високочастотні резистори та резистори для автоматичного монтажу мають по краях резистивного шару контактні площадки.

Резистори класифікуються за різними ознаками (рис. 1.2):

За можливістю регулювання значення опору в процесі експлуатації резистори розподіляють на постійні та змінні.

За призначенням – на резистори загального застосування, прецизійні, високочастотні, високовольтні, високомегаомні.

За резистивним матеріалом – на дротяні та недротяні.

За потужністю розсіювання – на потужні та малопотужні.

За типом вольт-амперної характеристики $I = f(U)$ – лінійні – А та нелінійні – Б, В (рис 1.3).

До нелінійних відносяться: варистор, терморезистор і магніторезистор.

За конструкцією – дискретні та набори резисторів (у корпусах інтегральних мікросхем).

Основні параметри постійних резисторів

Властивості резисторів визначаються їх параметрами:

- номінальний опір;
- допуск;
- номінальна потужність розсіювання;
- температурний коефіцієнт опору;
- рівень власних шумів;
- повний опір.
- **Допуск** характеризує відхилення фактичного опору резистора від номіналу. Це відхилення пов'язано з похибками (погрішностями) виготовлення резистора.
- **Допуск або клас точності** – це максимальна різниця між фактичним опором резистора, який вимірюється за допомогою вимірювальних приладів, і номіналом у відсотках відносно номіналу:

$$\Delta = \pm \frac{R_{\phi} - R_{\text{ном}}}{R_{\text{ном}}} \cdot 100\%$$

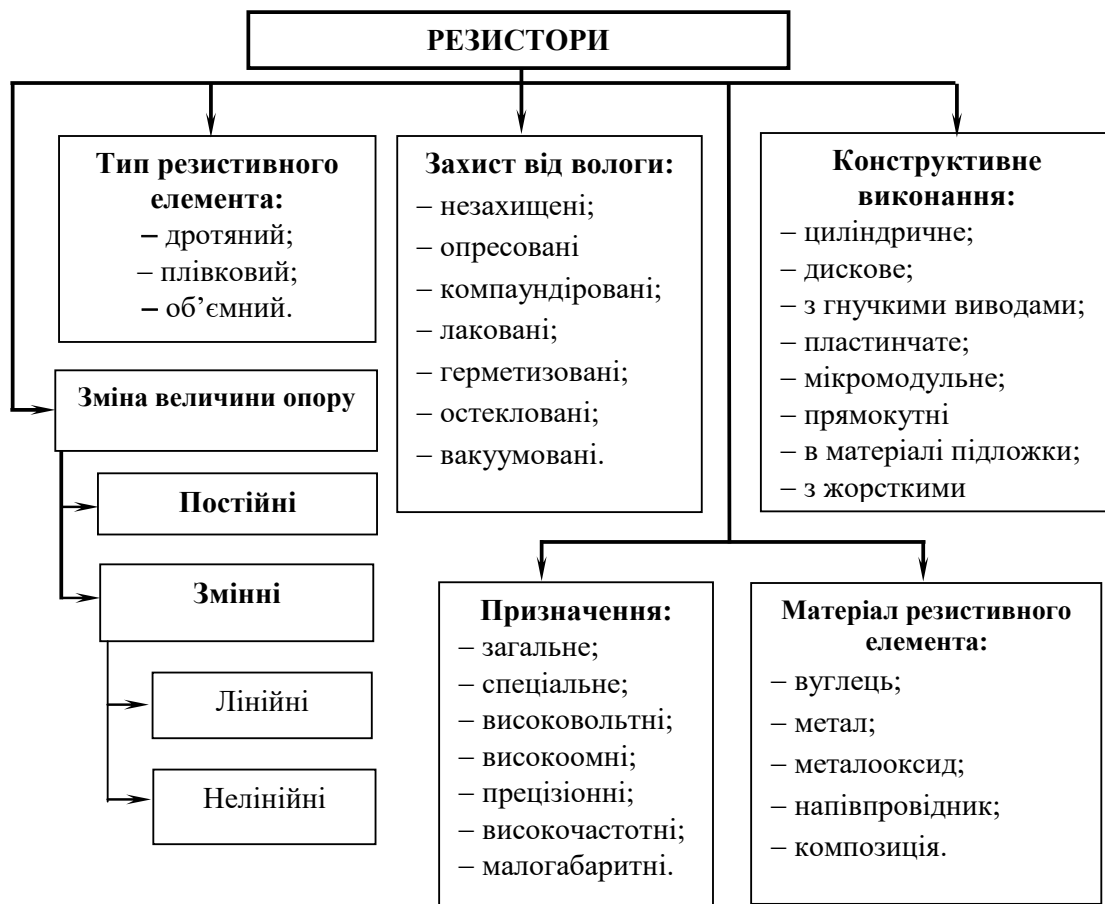


Рис. 1.2 Класифікація резисторів

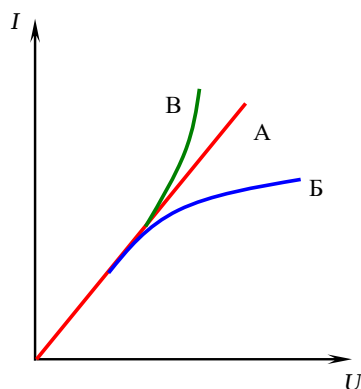


Рис. 1.3 Вольт - амперна характеристика резисторів

Допуски стандартизовані. Їх значення частіше всього знаходяться в межах від $\pm 0,1\%$ до $\pm 20\%$ і маркується на корпусі резистора цифрами або літерами (табл. 1.1.).

Наприклад: **K475G** – резистор постійного опору з номінальним значенням 475 Ом та допустимим відхиленням фактичного опору від номінального $\pm 2\%$; **100E1** – резистор постійного опору з номінальним значенням 100 Ом та допуском $\pm 5\%$.

Кількість значень опорів резисторів в ряду номіналів залежить від допуску.

Чим менший допуск, тим більше номіналів і навпаки.

Таблиця 1.1

Кодове позначення допустимого відхилення фактичного значення опору від номінального у відсотках

Допустиме відхилення в %	Кодове позначення	Допустиме відхилення в %	Кодове позначення	Допустиме відхилення в %	Кодове позначення
$\pm 0,001$	E	$\pm 0,25$	C	± 30	N [Ф]
$\pm 0,002$	L	$\pm 0,5$	D [Д]	$-10 \div +30$	Q
$\pm 0,005$	R	± 1	F [Р]	$-10 \div +50$	T [Э]
$\pm 0,01$	P	± 2	G [Л]	$-10 \div +100$	Y [Ю]
$\pm 0,02$	U	± 5	I [J], [И]	$-20 \div +50$	S [Б]
$\pm 0,05$	X	± 10	K [С]	$-20 \div +80$	Z [А]
$\pm 0,1$	B [Ж]	± 20	M [В]	$-10 \div +100$	- [Я]

Номінальний опір резистора (номінал) $R_{\text{ном}}$ – це значення електричного опору, яке маркується на його корпусі. Він вимірюється в Омах або кратних йому одиницях: кілоомах – кОм (10^3Ом), мегаомах – МОм (10^6Ом), гигаомах – ГОм (10^9Ом), терраомахТОм (10^{12}Ом) та знаходиться в межах від 0,1 Ома до 1 ТОма.

Значення номінальних опорів резисторів установлюються шкалами номіналів, які позначаються кодами E6, E12, E24, E48, E96, E192.

Для того, щоб знайти всі значення номінальних опорів резисторів, треба кожне число ряду помножити на 10^n , де n – ціле позитивне або негативне число.

Номінальна потужність розсіювання. Під номінальною потужністю розуміється найбільша потужність, яку резистор може розсіювати у заданих умовах протягом гарантованого терміну служби при збереженні своїх параметрів у встановлених межах. Потужність розсіювання визначається розмірами резистора, конструкцією і властивостями резистивного елемента. Чим вища теплостійкість конструкцій-них і резистивних матеріалів, тим більше може бути розсіювана потужність при даній площі охолодження резистора. Нагрівання резистора відбувається за рахунок потужності, що виділяється при протіканні електричного струму, та теплової енергії довкілля. З підвищенням температури навколишнього середовища відбувається нагрів резистора понад допустимого, в результаті чого з'являється необхідність зниження електричного навантаження, тобто зменшення розсіюваної потужності. Фактична потужність розсіювання пов'язана з навколишньою температурою і умовами експлуатації. У довідниках наводяться залежності потужності від температури, за якими обирається електричне навантаження для конкретних умов використання резистора.

Значення номінальних потужностей розсіювання у ватах встановлюються ЄСКД і вибираються з ряду: 0,01; 0,025; 0,05; 0,062; 0,125; 0,25; 0,5; 1; 2; 3; 4; 5; 6,3; 8; 10; 16; 25; 40; 63; 75; 80; 100; 160; 250; 400; 500; 630; 800; 1000. Розсіювана потужність залежить також і від номінального опору резистора, яке визначає робоча напруга U . Напруга, при якій може працювати резистор, не повинна перевищувати величини, розрахованої виходячи з номінальної потужності P_n і номінального опору R_n , або граничної робочої напруги в залежності від того, яка з цих величин менша.

На принципових електричних схемах резистор позначається прямокутником, в середині якого знаходиться риска, яка вказує на номінальну потужність (рис. 1.4).

Максимальна робоча напруга. Для кожного типу резистора з урахуванням його конструкції, розмірів, застосованих матеріалів та забезпечення тривалої працездатності встановлюється значення робочої напруги, перевищувати яке не можна. Це найбільша напруга, яка обмежується тепловими процесами у струмопровідному шарі резистора та електричною міцністю його ізоляції.

Найбільша робоча напруга обмежується значеннями номінального опору резистора $R_{ном}$ та його номінальною потужністю розсіювання $P_{ном}$.

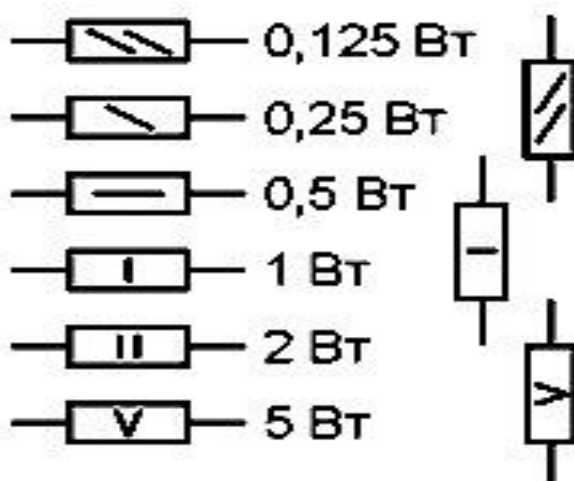


Рис. 1.4 Умовні позначення потужності резистора

Температурний коефіцієнт опору. Зміна температури резистора приводить до зміни його опору. Для кількісної оцінки цієї зміни застосовують **температурний коефіцієнт опору (ТКО)**.

ТКО – це відносна зміна опору резистора при зміні температури на 1°C .

$$\text{ТКО} = \frac{R_2 - R_1}{R_1} \cdot \frac{1}{T_2 - T_1} = \frac{\Delta R}{R_1 \cdot \Delta T}, 1/^\circ\text{C},$$

де:

$\Delta R = R_2 - R_1$ – абсолютна зміна опору при зміні температури від нормальної $T_1 = 20^\circ\text{C}$ до допустимої T_2 ;

$\Delta T = T_2 - T_1$ – абсолютна зміна температури.

Значення опору та знак ТКО резистора визначаються головним чином, температурною залежністю опору резистивного матеріалу ТКр та матеріалу основи. Чим менший ТКО, тим кращу температурну стабільність має резистор. Найбільш поширені типи резисторів мають ТКО в межах $+(10 \dots 2000) \cdot 10^{-6} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}$. Кращі значення ТКО $= (1 \dots 10) \cdot 10^{-6} \text{ } 1/^{\circ}\text{C}$ у прецизійних резисторів, які мають високу стабільність.

Рівень власних шумів. В кристалічних ґратах речовин електрони рухаються хаотично. Швидкість їх руху визначається температурою. Тепловий хаотичний рух електронів приводить до появи на виводах резистора випадкових змін різниці потенціалів – **флуктуації напруги**. Вони називаються **тепловими шумами** і визначаються квадратом напруги (формула Найквіста):

$$U^2 = 4kTR\Delta f$$

де:

k – стала Больцмана,

T – абсолютна температура,

R – електричний опір,

Δf – смуга частот.

При проходженні струмів через резистор крім теплових шумів виникають також шуми, які називають струмовими. Вони обумовлені зміною контактного опору між зернами структури резистивного матеріалу, а також флуктуаціями поверхневої провідності. Ці шуми більш характерні для недротових резисторів.

ЕРС шумів резисторів прийнято вимірювати на частоті 50 – 500 Гц при розсіюванні допустимої потужності. Недротяні резистори за величиною ЕРС шуму діляться на дві групи:

група А – $E_{\text{ш}} \leq 1 \text{ мкВ/В}$;

група В – $E_{\text{ш}} > 1 \text{ мкВ/В}$;

Найменший рівень шумів мають прецизійні резистори (менше 1 мкВ/В)

Повний опір. При роботі резистора на високих частотах з'являються його власні ємність C_R та індуктивність L_R .

Їх наявність пов'язана з особливостями конструкції резистора: власна ємність виникає тому, що резистор має ковпачки, між якими розміщується діелектрична основа, а власна індуктивність пов'язана з наявністю дротяних виводів.

Основні характеристики та параметри змінних резисторів

Резистивний шар змінного резистора розміщується на його нерухомій частині (статорі). По ньому переміщується контактна група (ротор) (рис. 1.5).



Рис. 1.5 Конструкція змінного резистора ротора

При русі опір між рухомим контактом і виводами резистивного шару змінюється.

Змінні резистори призначені для регулювання напруги та струму або підстроювання опору в електронних пристроях. Вони можуть бути дротяними або недротяними, одинарними або подвійними, з вмикачем або без нього, призначеними для об'ємного та друкованого монтажу.

Наприклад: СПЗ-4а – резистор змінний з тонкого композиційного шару, з номером розробки – 4 для одинарного об'ємного монтажу.

Основною характеристикою змінних резисторів є функціональна характеристика (рис. 1.6).

Це залежність опору або вихідної напруги (струму) від переміщення (кута повороту) рухомої системи:

$$\frac{R}{R_{\Pi}} = f\left(\frac{\alpha}{\alpha_{\Pi}}\right),$$

де:

α та R – кут повороту рухомої системи і відповідний йому опір резистора;

α_{Π} та R_{Π} – повний кут повороту рухомої системи та повний опір резистора.

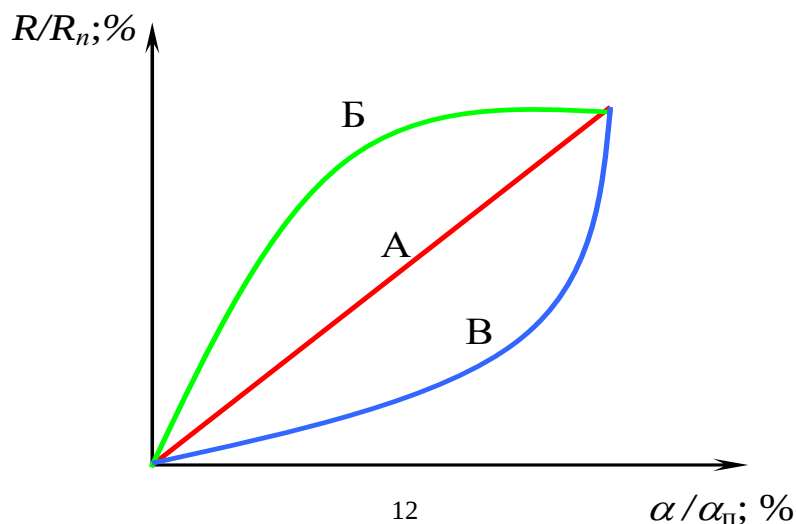


Рис.1.6 Функціональні характеристики змінних резисторів

Резистори випускаються з трьома видами функціональних характеристик:

А – з лінійною $R = r_0 + \varphi R_{\text{пвх}}$;

Б – із логарифмічною $R = r_0 e^{K\varphi}$;

В – із зворотно-логарифмічною $R = R_{\text{пвх}} (1 - e^{-K\varphi})$.

Вибір типу резистора для застосування залежить від задач, для яких призначений резистор.

Резистори типу А застосовуються для регулювання режиму в пристроях, типу Б – у регуляторах гучності, типу В – у регуляторах тембру.

Найбільш кращу точність відтворення необхідної функціональної характеристики мають потенціометри.

До специфічних параметрів змінних резисторів належать:

- **межі зміни опору;**
- **максимальний кут повороту рухомої системи;**
- **шуми руху;**
- **сталість до зносу.**

Шуми руху виникають у вигляді напруг завад на виводах при переміщенні рухомої системи по резистивному шару. У приймачах ці шуми приводять до шорхання та трісків. Рівень шумів руху досягає 100 мкВ.

Маркування резисторів та їх застосування/

Основні електричні характеристики і параметри резисторів маркуються на них за допомогою системи літерно-цифрових позначень. Маркування містить вид, номінальну потужність, номінальне значення опору, допуск і дату виготовлення. Залежно від розмірів маркованих резисторів можуть застосовуватися повні та скорочені (кодовані) позначення. Допустима потужність розсіювання зазначається на корпусі резистора, що має досить великі габарити. На резисторах малих розмірів потужність не позначається; її можна визначити для даного типу резистора по розмірах за допомогою довідкової літератури.

Маркування резистора, яке виконується на його корпусі, найчастіше, складається з таких елементів: тип резистора, номінальна потужність, номінальний опір, допуск та дата виготовлення.

Наприклад: P1 - 46 1Вт 47кОм +10% II-90.

Номінальний опір позначається цифрами з одиницями вимірювання: Ом, кОм, МОм, ГОм, ТОм.

Допуск наноситься у вигляді літер або відповідних цифр (див. табл. 1.3).

Подекуди номінали та допуски маркуються на корпусі спеціальним літерно-цифровим кодом. Перші три знаки цього коду позначають номінал, літери Е, К, М, Г, Т відповідають одиницям вимірювання: Ом, кОм, МОм, ГОм, ТОм відповідно. Ці літери розміщуються після номіналу або замість коми.

Маркування номінального значення резисторів

Повне позначення номінального опору – Ом – Ом, кОм – кілоОм

МОм – мегаОм, ГОм – гігаОм, ТОм – тераОм

Наприклад: 365 Ом; 100 кОм; 4,7 МОм; 3,3 ГОм; 1 ТОм.

Кодоване позначення – це 3 або 4 знаки: дві або три цифри та літера.

Літери відповідають множникам, на які помножуються цифрові позначення номінального опору (табл. 1.2, 1.3).

Таблиця 1.2
Множники опору

Літера	R	K	M	G	T
Множник	1	10^3	10^6	10^9	10^{12}

Таблиця 1.3
Значення номінального опору

12	Позначення на елементі		
0,1 Ом	R1	E1	
10 Ом	10R	10E	
5,6 Ом	5R6	5E6	
100 Ом	100R	100E	K10
150 Ом	150R	150E	K15
100 кОм	100K	M10	
5,1 кОм	5K1	5K1	
1 МОм	1M0		
33,2 МОм	33M2		
100 МОм	100M	G10	
590 МОм	590M	G59	Г59
1 ГОм	1G0	1Г0	
1,5 ГОм	1G5	1Г5	
100 ГОм	100G	100Г	T10
1 ТОм	1T0		

Четвертий знак коду (літера) – відповідає допуску.

Наприклад: 3Е0И – 3,0 Ом $\pm$ 5%; K10 – 0,1 кОм; 5M1В – 5,1 МОм $\pm$ 20%.

Четвертий знак коду – літера, відповідає допуску.

Маркування резисторів змінного опору найчастіше складається з літери РП або СП; цифри, яка вказує на матеріал резистивного шару (3 – тонкий композиційний матеріал; 4 – об’ємний композиційний матеріал; 5 – дротяні); числа – номери розробки; літери – конструктивного варіанта (а – одинарний для об’ємного монтажу; б – одинарний для друкованого

монтажу; в – одинарний з вимикачем для об'ємного монтажу; 4 – одинарний з вимикачем для друкованого монтажу); номінальної потужності розсіювання, номінального опору та допуску, а також літери – типу функціональної характеристики.

Наприклад: СПЗ - 4а – 0,5Вт – 4700 Ом $\pm$ 20% – А. Це резистор змінний з тонкого композиційного шару з номером розробки – 4 для одинарного об'ємного монтажу з номінальним опором – 4,7 кОм, допуском $\pm$ 20% та з функціональною характеристикою типу А.

На електричних схемах поруч із графічним позначенням резистора наводиться його позиційне позначення, яке складається з літери R та числа за порядковим номером резистора в схемі. Інколи тут наводиться і величина опору.

Маркування резисторів може бути і кодом в виді кольорових кілець або смуг, які наносяться на корпус резистора біля одного із його виводів. Якщо розміри резистора не дозволяють розмістити код ближче до одного виводу, то площа останнього знаку мусить бути в 1,5...2 рази більше площини інших знаків. Таких кілець може бути три або чотири. Перші два кільця визначають номінальний опір в Омах, наступне кільце визначає множник, а останнє – допуск (табл.1.4).

При допуску $\pm$ 20% четверте кільце не маркується.

Приклад кольорового маркування резистора $R_{\text{ном}} = 4,7 \text{ кОм} \pm 5\%$ наведено на рис. 1.7.

Резистори постійного опору відносяться до елементів підвищеної надійності: середня інтенсивність їх відмов дорівнює 10^{-6} 1/год.

Резистори змінного опору мають середню інтенсивність відмов на порядок меншу.

Найбільш частим видом відмов резисторів є перегорання резистивного шару, обрив виводів в місці кріплення, зміна величини опору вище допустимої, у резисторів змінного опору – механічний знос рухомих частин.

Нелінійні резистори

Варистори – напівпровідникові резистори, які мають різку залежність електричного опору від напруги.

Таблиця 1.4
Параметри резистора

Колір кільця	Номінальний опір, Ом				Допуск, %
	Перша цифра	Друга цифра	Третя цифра	Множник	
Срібlistий	-	-	-	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	$\pm 0,5$
Блакитний	6	6	6	10^6	$\pm 0,25$
Фіолетовий	7	7	7	10^7	$\pm 0,1$
Сірий	8	8	8	10^8	$\pm 0,05$
Білий	9	9	9	10^9	-

На змінних резисторах широкого застосування допустиме відхилення не маркується: такі резистори з номінальними опором до 220 кОм випускаються з допуском 20%, а з великими опором – з допуском $\pm 30\%$. Букви «А», «Б» або «В» після позначення номінального опору змінного резистора вказують вид його функціональної є характеристики: А – лінійна, Б – логарифмічна, В – обернено логарифмічна.

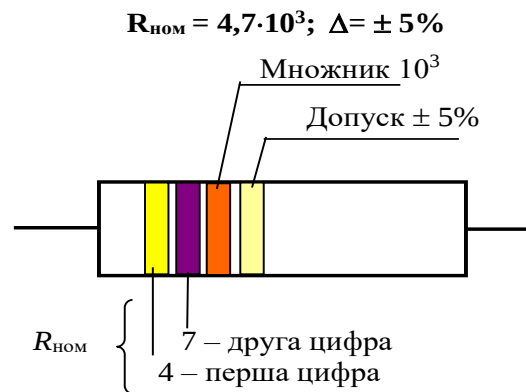


Рис. 1.7 Приклад кольорового маркування резистора

Умовне позначення варисторів наведено на рис. 1.8.

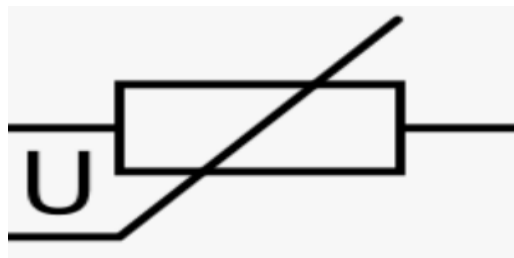


Рис. 1.8 Умовне графічне позначення варистора

Вольт - амперна характеристика й параметри варисторів

Вольт – амперна характеристика (ВАХ) варистора змінюється за законом (рис. 1.9):

$$U = AI^\beta,$$

де:

A – сталий коефіцієнт, який залежить від типу варистора й температури;

β – коефіцієнт нелінійності $\beta = \frac{R}{r}$,

де: R – статичний опір;

r – динамічний опір при заданій напрузі;

I – струм.

До основних параметрів варистора відносяться:

- статичний опір, $R_{ст} = \frac{U}{I}$;
- динамічний опір, $R_{дин} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$;
- де ΔU , ΔI – прирости напруги та струму відповідно);
- коефіцієнт не лінійності: $\beta = R_{ст}/R_{дин}$;
- класифікаційна напруга $U_{кл}$ – напруга на варисторі при даному струмі $I_{кл}$ (знаходиться в межах від 2 до 20 мА);
- номінальна потужність.

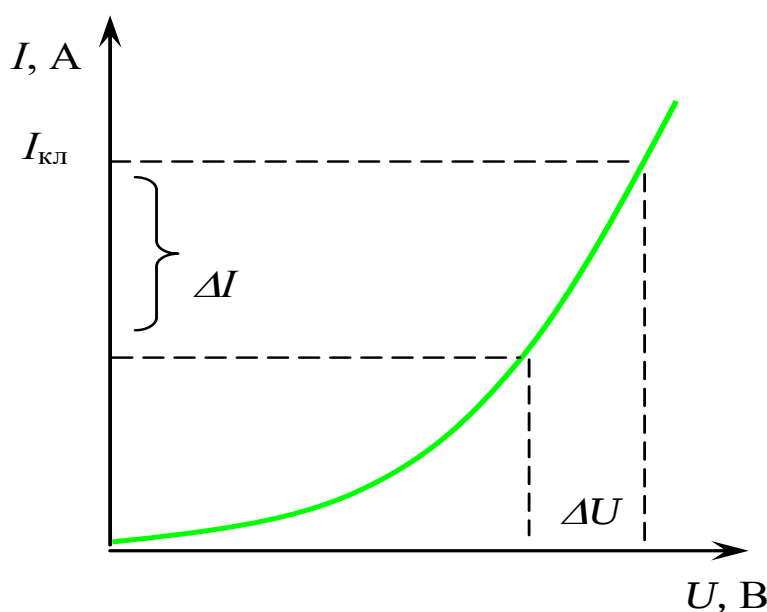


Рис. 1.9 Вольт-амперна характеристика варистора

1.1.2 Терморезистори

Терморезистори – це об’ємні напівпровідникові резистори з великим від’ємним температурним коефіцієнтом опору. Матеріалом для виготовлення терморезисторів служать різні окисли металів (Zn, Mg, Cu, Ti, Ba).

Конструктивне виготовлення – напівпровідникові пластини, стержні або кульки, захищені вологостійким покриттям або метало скляним герметичним

корпусом.

Терморезистори виготовляються методом керамічної технології. Конструктивно можуть бути оформлені в виді стержнів, пластинок, бусинок або таблеток. Змінюючи процентне відношення різних окислів, можна в широких границях регулювати величину ТКО та питомого опору.

В терморезисторах опір змінюється під впливом тепла, яке виділяється при проходженні електричного струму, або в результаті зміни температури навколишнього середовища.

Умовне позначення терморезисторів наведено на рис. 1.10.

Основними характеристиками терморезисторів являються:

Температурна характеристика – це залежність опору резистора від температури:

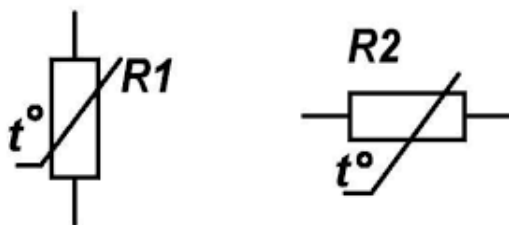


Рис. 1.10 Умовне графічне позначення терморезисторів

$$R = R_{\infty} e^{\frac{B}{T}},$$

де:

R_{∞} – стала, яка характеризує матеріал та розміри терморезистора;

B – коефіцієнт температурної чутливості.

Номінальний опір – це опір терморезистора при конкретній температурі навколишнього середовища.

Коефіцієнт температурної чутливості B – це показник експоненти в температурній характеристиці терморезистора. Значення цього коефіцієнта залежить від властивостей матеріалатерморезистора. Для різних терморезисторів знаходиться в межах від 750 до 15 000 К.

Температурний коефіцієнт опору показує відносну зміну опору терморезистора при зміні температури на один градус (TKR).

Терморезистори застосовуються для регулювання температури, компенсації температурних змін, стабілізації напруги і т. ін.

Для термістора характерні великий температурний коефіцієнт опору (ТКО) (у десятки раз перевищує цей коефіцієнт для металів), простота використання, здатність

працювати в різних кліматичних умовах при значних механічних навантаженнях, стабільність характеристик у часі.

Терморезистори виготовляють у вигляді стрижнів, трубок, дисків, шайб, намистинок і тонких пластинок переважно методами порошкової металургії. Їхні розміри можуть варіюватися в межах від 1—10 мкм до 1—2 см.

Основними параметрами терморезистора є: номінальний опір, температурний коефіцієнт опору, інтервал робочих температур, максимально припустима потужність розсіювання.

Розрізняють терморезистори з негативним (**НТС-термістори**, від *англ.* «*Negative Temperature Coefficient*») і позитивним (**РТС-термістори**, від *англ.* «*Positive Temperature Coefficient*», або просто — **позистори**) температурним коефіцієнтом опору (ТКО). Терморезистори з негативним ТКО виготовляють із суміші полікристалічних оксидів перехідних металів (наприклад MnO, CoO, NiO, CuO), легованих Ge і Si, напівпровідників типу $A^{III}B^V$, скловидних напівпровідників і інших матеріалів.

Розрізняють терморезистори низькотемпературні (розраховані на роботу при температурах нижче 170 К), середньотемпературні (170—510 К) і високотемпературні (вище 570 К). Крім того, існують терморезистори, призначені для роботи при 4,2 К и нижче й при 900—1300 К. Найбільш широко використовуються середньотемпературні терморезистори із ТКО від — 2,4 до — 8,4 %/ К і номінальним опором 1—10⁶ Ом.

Режим роботи терморезисторів залежить від того, на якій ділянці статичної вольт-амперної характеристики (ВАХ) обрана робоча точка. У свою чергу ВАХ залежить як від конструкції, розмірів і основних параметрів терморезистора, так і від температури теплопровідності навколишнього середовища, тепловому зв'язку між терморезистором і середовищем.

Терморезистори з робочою точкою на початковій (лінійній) ділянці ВАХ використовуються для виміру й контролю температури й компенсації температурних змін параметрів електричних кіл і електронних приладів. Терморезистори з робочою точкою на спадній ділянці ВАХ (з негативним опором) застосовуються як пускові реле, реле часу, вимірники потужності електромагнітного випромінювання на НВЧ, стабілізатори температури й напруги.

Режим роботи терморезистора, при якому робоча точка перебуває також на спадаючій ділянці ВАХ (при цьому використовується залежність опору терморезистора від температури й теплопровідності навколишнього середовища), характерний для терморезисторів, застосовуваних у системах теплового контролю й пожежної сигналізації, регулювання рівня рідких і сипучих середовищ; дія таких терморезисторів заснована на виникненні релейного ефекту в ланцюзі з терморезистором при зміні температури навколишнього середовища або умов теплообміну терморезистора з середовищем.

Виготовляються також терморезистори спеціальної конструкції — з непрямым підігрівом. У таких терморезисторах є обмотка підігріву, ізольована від

напівпровідникового резистивного елемента (якщо при цьому потужність, що виділяється в резистивному елементі, мала, то тепловий режим терморезистора визначається температурою підігрівника, тобто струмом у ньому). Таким чином, з'являється можливість змінювати стан терморезистора, не міняючи струм через нього. Такий терморезистор використовується як змінний резистор, керований електрично на відстані.

З терморезисторів з позитивним температурним коефіцієнтом найбільший інтерес являють терморезистори, виготовлені із твердих розчинів на основі BaTiO_3 . Такі терморезистори звичайно називають позисторами. Відомі терморезистори з невеликим позитивним температурним коефіцієнтом (0,5—0,7 %/ K), виконані на основі кремнію з електронною провідністю; їхній опір змінюється з температурою приблизно за лінійним законом. Такі терморезистори використовуються, наприклад, для температурної стабілізації електронного обладнання на транзисторах.

1.1.3 Фоторезистори

Фоторезистори – це радіокомпонент, опір якого зменшується при дії на нього енергії світлового потоку.

Позначення фото резисторів різних років випуску: перший елемент – буква, яка вказує на тип приладу (ФС – фото опір); другий елемент – буква, яка вказує на матеріал чутливого елемента (А – сірністий свинець, К – сірністий кадмій, Д – селенистий кадмій); третій елемент – цифра, яка вказує тип конструктивного виконання.

Позначення нових типів фото резисторів: перший елемент – букви, які вказують тип приладу (СФ – опір фото чутливий); другий елемент – цифра, яка вказує на матеріал чутливого елемента (2 – сірністий кадмій, 3 – селенистий кадмій, 4 – селенистий свинець); третій елемент – цифра, яка вказує на порядковий номер розробки.

Характеризується однаковою провідністю незалежно від напрямку протікання струму. Найпопулярнішим напівпровідником для виготовлення фоторезисторів є сульфід кадмію (CdS).

Фоторезистори є менш світлочутливими за фотодіоди чи фототранзистори, оскільки два останніх є справжніми напівпровідниковими приладами, у той час як фоторезистор є пасивним компонентом і не має р-п-переходу. Фотоопір (електричний опір) будь-якого фоторезистора може змінюватися у широких межах у залежності від температури навколишнього середовища, що робить їх непридатними для застосувань, що вимагають точного вимірювання або чутливості до світла.

Для фоторезисторів також характерна деяка затримка між дією світла і наступною зміною опору, значення якої, як правило, складає близько 10 мс. Час затримки за переходу від освітлених до темних середовищ, є навіть ще більшим, і часто досягає 1 секунди. Ця властивість робить фоторезистори непридатними до вимірювання об'єктів, які швидко блимають, але іноді вони використовуються задля згладжування реакції стиснення аудіосигналу.

Умовне позначення фоторезисторів наведено на рис. 1.11.

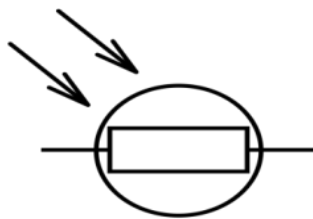


Рис. 1.11 Умовне позначення фоторезистора

Основними характеристиками фоторезисторів являються:

Вольт–амперна характеристика – це залежність світлового струму й фотоструму (при постійній величині світлового потоку), а також темного струму від прикладеної до фоторезистора напруги.

В робочому діапазоні напруг ВАХ фоторезисторів, при різних значеннях світлового потоку, лінійні. Нелінійність ВАХ спостерігаються при малих та великих значеннях напруги.

Світлова (люкс – амперна) характеристика – це залежність фотоструму від падаючого світлового потоку або від освітлення. Фоторезистори мають нелінійну світлову характеристику.

Величина фотоструму зі збільшенням освітлення напівпровідника зростає спочатку швидко, а потім повільно. Така залежність пояснюється зміщенням квазірівнів Фермі до зони провідності в результаті збільшення надлишкової концентрації електронів.

Для світлової характеристики справедлива залежність:

$$I_{\phi} = A\Phi^x,$$

де:

A – коефіцієнт, який характеризує матеріал;

Φ – інтенсивність освітлення;

x – показник ступені.

Фоторезистори застосовуються в схемах фотоелектричної автоматики, телебаченні, звуковому кіно та інших областях.

При зменшенні рівня освітленості опір фоторезистора зростає, а зі збільшенням освітленості — опір падає.

1.2 Електричні конденсатори

Конденсатори, так як і резистори, відносяться до пасивних елементів радіоелектронної апаратури. Вони відносяться до найбільш масових елементів електричних кіл.

Для зручності вивчення та опису властивостей конденсаторів необхідно провести їхню класифікацію. Єдиної класифікації не існує, і її проводять за кількома ознаками. Електричні властивості, конструкція і область застосування будь-якого конденсатора суттєво залежать від діелектрика, розділяючого його обкладки. Тому конденсатори прийнято класифікувати за родом діелектрика. Залежно від матеріалу діелектрика розрізняють вакуумні, повітряні, з твердим неорганічним діелектриком (слюда, склоемалеві, плівкові), з твердим органічним діелектриком (паперові, метало-паперові) і електролітичні (танталові, алюмінієві) конденсатори.

За характером зміни ємності розрізняють конденсатори постійної ємності і конденсатори змінної ємності. Конденсатори змінної ємності поділяються на конденсатори з механічним і електричним управлінням величиною ємності. Використовується класифікація за робочою напругою. Розрізняють конденсатори низької (до 1600 В) і високої (понад 1600 В) напруг. При заданому типі діелектрика конденсатори класифікують за режимом роботи, для якого вони призначені. Розрізняють такі основні режими роботи: при постійній або випрямленій напрузі; 18 при змінній напрузі частоти 50 Гц; при звукових частотах 100...10000 Гц; при радіочастотах 0,1...10 МГц; в імпульсних режимах.

За призначенням конденсатори поділяються на конденсатори широкого застосування та спеціальні. Перші використовуються для наступних основних цілей: створення коливальних контурів, їх налаштування, блокування, розділення кіл з різною частотою, у фільтрах випрямлячів.

Конденсатори спеціального призначення – це, наприклад, завадопридушуючі і захисні (для іскрогасіння в контактах і для придушення радіозавод). Конструктивно конденсатори можуть бути зроблені як для навісного, так і для друкованого монтажу у нормальному і тропічному виконанні.

Електричний конденсатор – це радіокомпонент радіоелектронної апаратури, в якій використовують її ємність.

Основним призначенням конденсатора є накопичення електричного заряду.

Конденсатор складається з двох металевих обкладок, між якими розміщується діелектрик.

Конструкції конденсаторів різноманітні. Обкладки мають різну форму (циліндри, пластини, смуги алюмінієвої фольги, скручені в рулон та інші).

Виготовляються конденсатори з різними за формою корпусами або безкорпусні. Вони можуть бути безвиводними або мати виводи різної форми, однонаправлені та різнонаправлені. Для облегчення пайки виводи конденсаторів покриваються нікелем, сріблом або сплавом (олово – вісмут).

Ємність C визначається відношенням нагромадженого заряду q до прикладеної напруги U : $C=q/U$.

За одиницю ємності фараду (Ф) приймають ємність такого конденсатора, у якого при напрузі в 1В нагромаджується заряд в 1 кулон.

На практиці застосовуються менші одиниці, ніж фарада:

$1\text{мкФ} = 10^{-6}\text{Ф}$, $1\text{нФ} = 10^{-9}\text{Ф}$, $1\text{пФ} = 10^{-12}\text{Ф}$.

Ємність конденсатора залежить від його конструкції та типу діелектрика.

Для найпростішого конденсатора, який складається з двох плоских металевих пластин (обкладок) однакових за розміром, між якими розташований діелектрик, ємність в фарадах знаходиться за формулою:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot S}{d},$$

де:

ε_0 – діелектрична проникність вакууму ($\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}\text{ Ф/м}$);

ε – діелектрична проникність діелектрика (величина безрозмірна);

S – площа пластини, м^2 ;

d – товщина діелектрика, м

Класифікація конденсаторів

Конденсатори класифікуються за наступними ознаками:

- за можливістю регулювання ємності (постійні, змінні, та напівзмінні);
- за залежністю ємності від напруги та температури (лінійні та нелінійні);
- за матеріалом діелектрика (органічні, неорганічні, оксидні, та газоподібні);
- за областями застосування (низьковольтні, високовольтні, низькочастотні, високочастотні, імпульсні, полярні, неполярні, дозиметричні та ті, що придушують заваду та т. ін..

Ємність конденсатора змінної ємності можна змінювати при його роботі у відповідному пристрої. Управління ємністю здійснюється механічно, електричною напругою (варіконди) або температурою (термоконденсатори). Конденсатори змінної ємності застосовують для плавного настроювання коливальних контурів, в ланцюгах автоматики та т. ін.

Конденсатор має низку паразитних параметрів. До їх числа слід віднести опір втрат, індуктивність, опір ізоляції. При підключенні до конденсатора джерела електричної енергії частина її втрачається у вигляді тепла. Можна вважати, що ця потужність витрачається на опір втрат $R_{вт}$. Кількісно величина втрат у конденсаторі оцінюється тангенсом кута втрат δ , що доповнює до 90° кут зсуву фаз між струмом і напругою в ємнісному колі. Тангенс кута втрат можна виразити і як відношення активної потужності втрат конденсатора до його реактивної потужності при синусоїдальній тнапрузі. На рис. 1.12 наведено еквівалентну схему конденсатора з втратами.

Втрати у конденсаторі визначаються структурою його діелектрика і різними дефектами діелектрика. Найменші втрати мають вакуумні конденсатори, найбільші – електролітичні. Величина $\operatorname{tg} \delta$ залежить від температури, частоти і прикладеної напруги. При збільшенні частоти і температури втрати зростають. Іноді для оцінки втрат у конденсаторі користуються величиною зворотного $\operatorname{tg} \delta$, яка називається добротністю $Q = 1/\operatorname{tg} \delta$.

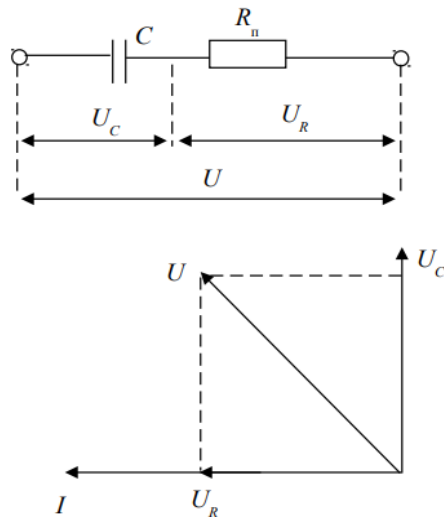


Рис. 1.12 Еквівалентна схема конденсатора з втратами

Якщо до елементів, які зображені на рис. 1.12, підключити послідовно індуктивність провідних частин L , то повний опір конденсатора:

$$Z = \sqrt{R^2 - (X_C - C_L)^2}$$

Як видно з формули, ємнісний опір конденсатора X_C зменшується зі збільшенням частоти, а індуктивний X_L зростає (рис. 1.13).

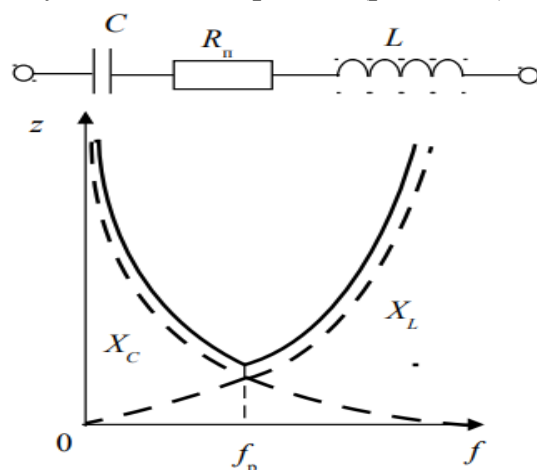


Рис. 1.13 Залежність опору конденсатора від частоти

Ліва галузь кривої визначається ємністю конденсатора, права – індуктивністю. Мінімум повного опору визначається активним опором конденсатора. Відповідна мінімуму частота є резонансною і визначається формулою:

$$f = 1/2\pi\sqrt{LC}.$$

При частотах вище резонансної опір конденсатора є вже не ємнісним, а індуктивним, внаслідок чого конденсатор може ефективно використовуватися на частотах нижче резонансної. Після закінчення процесу заряду конденсатора проходячий через нього струм приймає деяке кінцеве значення, зване струмом витоку. Величина його зумовлена наявністю у діелектрику вільних іонів, напівпровідникових включень, а також провідністю ділянки по поверхні конденсатора між выводами. Відношення величини прикладеної до конденсатора постійної напруги U до струму витоку $I_{\text{вит}}$ визначає значення опору ізоляції: $R_{\text{із}} = U/I_{\text{вит}}$.

При підвищенні температури конденсатора в діелектрику збільшується число носіїв зарядів і їхня швидкість та опір ізоляції знижується. Для паперових та металопаперових конденсаторів зазвичай вказують значення постійної часу – добуток опору ізоляції в мегомах на ємність у мікрофарадах. При підвищенні температури значення постійної часу знижується. Опір ізоляції конденсатора необхідно враховувати у першу чергу при його експлуатації при постійному струмі і низьких частотах. Для конденсаторів, які застосовуються для розділення кіл за постійним струмом і під час задаючих кіл, опір ізоляції має бути достатньо великим, оскільки його зниження може порушити роботу всього пристрою. Для блокувальних і фільтрових конденсаторів припустимі менші величини опору ізоляції. Еквівалентну схему конденсатора, що враховує основні та паразитні параметри, наведено на рис. 1.14.

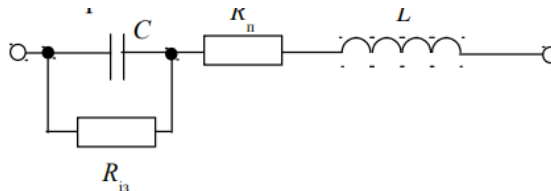


Рис. 1.14 Еквівалентна схема конденсатора з врахуванням основних і паразитних параметрів

Через наявність провідників у своїй конструкції конденсатори мають індуктивність. Цю індуктивність необхідно враховувати у деяких випадках

Параметри постійних конденсаторів.

До основних параметрів конденсаторів відносяться:

- ☐ номінальна ємність, $C_{\text{ном}}$;
- ☐ допуск;
- ☐ номінальна напруга, $U_{\text{ном}}$;
- ☐ температурний коефіцієнт ємності, ТКЕ;

- ☐ тангенс кута втрат tg^{TM} ;
- ☐ опір ізоляції та струм витоку $R_{\text{із}}, I_{\text{вт}}$;
- ☐ повний опір, Z .

Номінальна ємність та допуск

Номінальна ємність $C_{\text{ном}}$ є основним параметром конденсатора. Це ємність, значення якої марковано на корпусі конденсатора (або вказано в нормативній документації) в мікрофарадах (мкФ), нанофарадах (нФ) або в пікофарадах (пФ).

Номінальна ємність в повному та умовному позначенні характеризується цифрою та буквою, які вказують на одиниці вимірювання і представляють собою множник (табл. 1.5) на який необхідно перемножати числове значення ємності (табл. 1.6)

Таблиця 1.5
Множник ємності

Буква	р(піко)	н(нано)	μ(мікро)	m (мілі)	F(одиниці фарад)
Множник	10^{-12}	10^{-9}	10^{-6}	10^{-3}	1

Величина ємності конденсатора плоскої конструкції визначається виразом:

$$C = 0,0884 \frac{\varepsilon \cdot S}{d},$$

де:

Σ – відносна діелектрична проникність діелектрика конденсатора;

S – площа обкладки, см^2 ;

d – товщина діелектрика, см .

Таблиця 1.6
Значення ємності конденсатора

Номінальне значення ємності	Позначення на корпусі конденсатора	
0,1 пФ	p10	
10 пФ	10p	
100 пФ	100p	n10
590 пФ	590p	n59
1 нФ	1n0	1n0
100 нФ	100n	μ10

1 мкФ	1μ0	
100 мкФ	100m	F10
1 мФ	1m0	
1 Ф	1F0	
10 Ф	10F	

Для **трубчатих конденсаторів** ємність розраховується за виразом:

$$C = 0,241 \frac{\varepsilon \cdot l}{\lg \frac{D_2}{D_1}},$$

де:

D_1 та D_2 – відповідно зовнішній та внутрішній діаметри трубки, см;

l – довжина обкладки по утворюючій циліндра, см

Номінальні значення ємностей конденсаторів, що випускаються вітчизняній промисловістю і закордонними фірмами, стандартизовані. Встановлено шість рядів величин ємностей конденсаторів: E6; E12; E24; E48; E96; E192. Принцип побудови рядів EN для конденсаторів такий же, як і для резисторів. Тому ряди номінальних ємностей електричних конденсаторів збігаються зі значеннями номінальних рядів опорів резисторів. Фактична ємність конденсатора може відрізнятися від позначеної на ньому на значення, що не перевищує допустимого відхилення.

Номінальна напруга.

Номінальна напруга – це максимальна напруга, при якій конденсатор може працювати в заданих умовах на протязі гарантованого терміну із збереженням параметрів у заданих межах.

Величина номінальної напруги залежить від виду робочої напруги (постійна, змінна, імпульсна), температури та вологості оточуючого середовища, оточування площі обкладок.

Пробій конденсаторів може бути тепловим та електричним.

Якщо на конденсатор одночасно діє постійна та змінна напруга, то для уникнення пробією необхідно, щоб:

- сума постійної напруги та амплітуда змінної не перевищувала допустиму напругу, яка вказується в нормативних документах;
- амплітуда змінної напруги у вольтах не перевищувала значення:

$$U_M = 565 \cdot 10^3 \cdot \frac{P_{доп}}{f \cdot C},$$

де:

$P_{\text{доп}}$ – допустима реактивна потужність;

f – частота, Гц;

C – ємність, пФ.

Температурний коефіцієнт ємності

Температурний коефіцієнт ємності (ТКЄ) – це відносна зміна ємності при зміні температури на 1°C .

$$TKC = \frac{C_2 - C_1}{C_1} \cdot \frac{1}{T_2 - T_1}; \left[\frac{1}{^\circ\text{C}} \right]$$

де:

C_1 та C_2 – значення ємності при відповідних температурах.

У сучасних конденсаторів постійної ємності дуже висока ступінь захищеності від дії вологи, тому її вплив на величину ємності незначний.

Старіння враховується як відносна безповоротна зміна ємності конденсатора за час його експлуатації. ТКЄ є найважливішим параметром конденсаторів, які входять до складу коливальних контурів та ланцюгів формування часових відрізків. ТКЄ таких конденсаторів поділяють на групи, які відрізняються значеннями ТКЄ і позначаються на своєму корпусі кодом.

За значенням ТКЄ перераховані конденсатори діляться на групи. Групи керамічних конденсаторів мають умовні позначення з букв і цифр. Букви позначають знак ТКЄ: П – позитивний; М – негативний; МП – близькі до нуля, а цифри – середнє значення ТКЄ, помножене на 10^{-6} . Не нормується ТКЄ конденсаторів, призначених для використання в якості блокувальних у згладжуючих і розв'язуючих колах, тобто там, де стабільність ємності не має суттєвого значення. В умовних позначеннях керамічних конденсаторів цього призначення є буква «Н» і число, яке вказує, на скільки відсотків зміниться ємність конденсатора у всьому робочому інтервалі температур порівняно з ємністю, виміряною при 20°C .

Температурний коефіцієнт ємності може бути позитивним, від'ємним або близьким до нуля. Знаючи ТКЄ, легко оцінити очікувану зміну ємності при зміні температур.

Для конденсаторів з явно вираженою нелінійною залежністю ємності від температури (сегнетоелектричних), а також для конденсаторів, точні відомості про зміну ємності яких не становлять практичного інтересу (наприклад, електролітичних, паперових), зазвичай наводиться відносна зміна ємності в інтервалі робочих температур.

Значення ТКЄ або температурної стабільності мають керамічні та слюдяні конденсатори, які застосовуються в контурах, де необхідна мала залежність ємності від температури. Залежність ємності від температури інших конденсаторів

визначається по відповідним графікам, які наведені в довідниках та нормативних документах.

Добротність конденсатора

Визначається втратами в його діелектрику, обкладках та виводах:

$$Q_c = \frac{P_R}{P_A},$$

де:

P_R – реактивна потужність;

P_A – активна потужність.

Еквівалентна схема конденсатора на високих частотах має вид рис. 1.15.

З врахуванням складових втрат вираз визначення добротності можна записати в вигляді:

$$Q_c = \frac{P_R}{P_d + P_0 + P_B},$$

де:

P_d – втрати в діелектрику;

P_0 – втрати в металевих обкладках;

P_B – втрати в металевих виводах.

В якості величини, яка характеризує втрати в конденсаторі, прийнятий тангенс кута втрат.

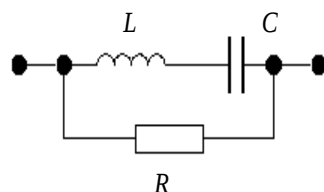


Рис. 1.15. Еквівалентна електрична схема конденсатора на високих частотах:

L – паразитна індуктивність, яка утворюється індуктивностями виводів та взаємодукцією обкладок; C – ємність конденсатора без втрат; R – еквівалентні втрати активному опору

Тангенс кута втрат.

Для знаходження тангенса кута втрат tg^m , яким оцінюються енергетичні втрати конденсатора, використаємо його схему заміщення на постійному струмі та складемо векторну діаграму (рис. 1.16).

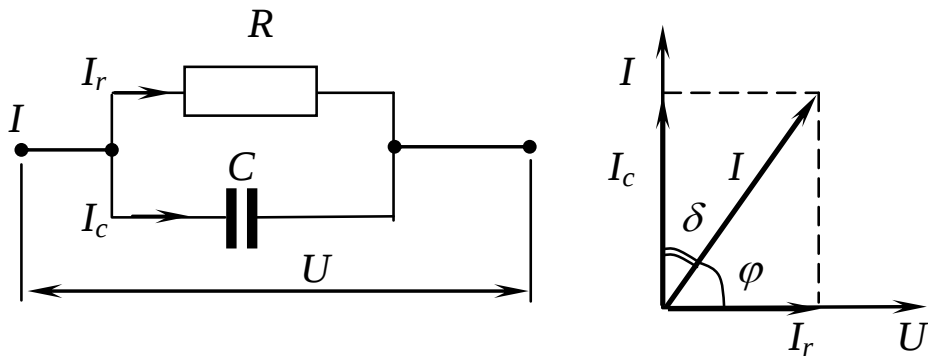


Рис. 1.16 Схема заміщення конденсатора на постійному струмі та його векторна діаграма

Зсув фази між струмом та напругою конденсаторів визначається кутом φ . В ідеальному конденсаторі він дорівнює 90° , в реальному менше 90° на кут $\delta = 90 - \varphi$.

Цей кут (δ) змінюється зі зміною опору втрат R_3 і характеризує енергетичні втрати в конденсаторі. Тому він називається кутом діелектричних втрат. Якщо $R_3=R$, то:

$$\operatorname{tg} \delta = I_{R_3} / I_C ; \text{ де } I_C = \omega C U ; I_R = U / R_3$$

де:

$$\operatorname{tg} \delta = 1 / \omega C R$$

Потужність втрат на опорі R буде:

$$P = U_R I = U^2 R / R = U^2 \omega C \operatorname{tg} \delta.$$

Із виразів виходить, що потужність втрат в діелектрику пропорційна значенню $\operatorname{tg} \delta$, що дозволяє використовувати його як критерій енергетичних втрат.

Значення $\operatorname{tg} \delta$ залежить від типу діелектрика та його якості, від температури, середовища та частоти змінного струму. Якщо частота збільшується, то і $\operatorname{tg} \delta$ збільшується.

Повний опір

Під повним опором конденсатора $Z(j\omega)$ розуміють його опір гармонійному струму визначеної частоти. Його можна знайти зі схеми заміщення конденсатора, яка вміщує в себе елементи ємності C , індуктивності його виводів L , а також активного опору втрат у деталях конструкції R (рис. 1.17).

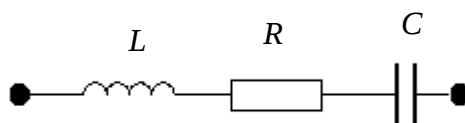


Рис. 1.17 Еквівалентна схема заміщення конденсатора при роботі на змінному струмі

Зі схеми заміщення можна знайти формулу повного комплексного опору конденсатора:

$$Z = R + j\omega L + 1/j\omega C = 1/j\omega C_{\text{еф}} ,$$

де:

$Z_L = j\omega L$ - індуктивний опір;

$Z_c = 1/j\omega C$ – ємнісний опір.

Модуль повного опору буде:

$$|Z(j\omega)| = \sqrt{R^2 + (1/\omega C - \omega L)^2};$$

де:

$$|Z_L| = \omega L, \quad |Z_c| = 1/\omega C.$$

Якщо частота ω зростає, тоємнісна складова опору конденсатора зменшується, а індуктивна зростає. Частота $\omega = \omega_0$, за якої реактивні складові опору дорівнюють одна одній $X_c = X_L$, а повний опір, мінімальний та активний, знаходяться із співвідношення:

$$1/\omega_0 C = \omega_0 L .$$

$$\text{З цієї формули визначимо } \omega_0: \omega_0 = 1/\sqrt{LC}; \quad f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC};$$

де:

$\omega_0 (f_0)$ – власна резонансна частота конденсатора.

Реактивна потужність. Діелектричні втрати і втрати енергії в обкладках і виводах викликає нагрівання конденсатора. Активні втрати, які приводять до нагрівання:

$$P = 2\pi f U^2 \text{ Ctg}\delta \quad (\text{Вт})$$

де:

U – прикладена напруга, В;

C – ємність, Ф;

f – частота, Гц;

$\text{tg } \delta$ – тангенс кута втрат.

Величину:

$$P = 2\pi f U^2 C \quad (\text{ВАр})$$

називають реактивною потужністю конденсатора, при експлуатації вона не повинна перевищувати допустимого для конденсатора значення. Конденсатори змінної ємності характеризуються, крім перерахованих вище, наступними параметрами: максимальною $C_{\max}$ і мінімальною $C_{\min}$ величинами ємності, коефіцієнтом перекриття по ємності $K_c = C_{\max}/C_{\min}$, характером зміни ємності при зміні положення органу управління.

Конденсатори змінної ємності

Ємність цих конденсаторів можна змінювати при роботі пристроїв. Їх застосовують для настроювання коливальних контурів радіопередавачів та радіоприймачів, приладах автоматики, в вимірювальній техніці.

Управління ємністю здійснюється механічно або температурою (термоконденсатори) та електричною напругою (варіконди та варікани). В останньому випадку конденсатори називаються нелінійними.

Конденсатори з механічним управлінням

Найбільш поширені є повітряні конденсатори змінної ємності, які складаються із системи рухомих пластин (ротора), та системи нерухомих пластин (статора).

При повороті роторних пластин відносно статорних змінюється площа перекриття S і тому змінюється ємність. Можливо змінювати ємність зміною зазору між пластинами.

Конденсатори змінної ємності крім загальних параметрів мають специфічні, які враховують особливості їх функціонального призначення та конструкцію.

До цих параметрів

Належать:

- найбільша та найменша ємність, момент повороту, зносостійкість.
- момент повороту це найменший момент необхідний для переміщення рухомої системи конденсатора.
- зносостійкість – це здатність конденсатора протистояти зносу при багаточисельних поворотах його рухомої частини.

Важливою характеристикою повітряних конденсаторів є залежність ємності C від кута повороту θ рухомих пластин: $C=f(\theta)$.

Для різних типів конденсаторів ця залежність різна.

Відповідно до цього і конденсатори можуть бути:

- лінійні (прямоємносні);
- квадратичні (прямохвильові);
- зворотньокудратичні (прямо частотні);
- логарифмічні.

При необхідності зміни ємності в невеликих межах застосовуються напівзмінні конденсатори, які забезпечують зміну ємності в межах 1,5...140 пФ. Вони можуть бути з повітряним діелектриком (КТ2) та твердим діелектриком (КТ4).

Маркування конденсаторів та позначення їх на схемах

Маркування конденсаторів – літерно-цифрове. Воно наноситься на його корпус і може бути повне або скорочене.

Умовне позначення конденсатора складається з літерно-цифрового коду, який має такі елементи:

1-й – літера або дві літери, які відповідають підкласу конденсатора:

К – конденсатор постійної ємності;

КТ – напівзмінний конденсатор;

КП – конденсатор змінної ємності;

КН – конденсатори нелінійні;

2-й – цифра, яка позначає групу конденсатора за матеріалом діелектрика;

3-й – літера, яка вказує вид робочого струму:

У – придатний для роботи в колах змінного, постійного, пульсуючого струмів та в імпульсних режимах;

П – придатний для роботи в колах постійного, змінного та пульсуючого струмів;

Ч – конденсатор для кіл змінного струму;

И – конденсатор призначений для роботи в імпульсних режимах.

(Цей елемент у позначенні може бути відсутній, якщо обмежень відносно цього виду струму нема);

4-й – (після дефіса) вказує реєстраційний номер конденсатора;

5-й – робоча напруга;

6-й – номінальна ємність;

7-й – допуск;

8-й – температурний коефіцієнт ємності.

Приклади:

К-10-47: керамічний конденсатор постійної ємності на номінальну напругу до 1600 В з номером розробки – 47.

КТЧ-27: конденсатор напівзмінний з твердим діелектриком для змінного струму та номером за порядком – 27.

Наприклад, Н15И – ємність конденсатора 0,15 (150 пФ), допуск – $\pm 5\%$. В деяких випадках конденсатори маркують кольоровим кодом.

Кольором визначається код номінальної ємності, її множника та допустимої напруги. Код номінальної ємності відповідає кольору фарби корпусу конденсатора біля виводів (виводу), кодом множника може бути колір плями посередині корпусу, а код допустимої напруги – фарба другої частини корпусу конденсатора.

На рис 1.19 наведено умовні графічні позначення конденсаторів на принципових електричних схемах: а – постійного; б – полярного; в – неполярного; г – оксидного прохідного; д – опорного; є – змінного; ж – напівзмінного; із – вариконда та к – термоконденсатора. Поруч із ними вказують позиційне позначення. Воно складається з літери С та номера за порядком на схемі. Тут також вказується номінал ємності.



Рис.1.18 Умовне позначення параметрів конденсаторів



Рис. 1.19 Умовне графічне позначення конденсаторів на принципових електричних схемах

Вплив зовнішніх факторів на параметри конденсаторів.

Вплив температури. Кожен конденсатор має гранично допустиму для даного типу температуру. Перевищення цієї температури може призвести до різкої і навіть необоротної зміни його параметрів. Температуру перегріву конденсаторів зменшують шляхом зниження електричних навантажень, а також поліпшенням відведення тепла від їх поверхні. Для цього зазвичай застосовують заливку конденсаторів компаундами з високою теплопровідністю, раціональний монтаж, примусове охолодження. Тепловиділення практично відсутнє у конденсаторів з діелектриком з фторопласту та полістиролу, а так само у всіх конденсаторів, що працюють при напругах нижче 25% номінальної при атмосферному тиску не нижчим нормального.

Вплив вологості повітря. Підвищена вологість навколишнього повітря негативно діє на конденсатори. На електричні характеристики конденсатора впливає плівка води, що утворюється на поверхні конденсатора, а також волога, що проникає всередину діелектрика. При збільшенні відносної вологості зростає значення $\tan \delta$, а опір ізоляції знижується.

Розвиток та використання в РЕА інтегральних схем змінило роль конденсатора постійної ємності. Більшість конденсаторів можуть бути виготовлені в плівкових і напівпровідникових інтегральних схемах. Однак у мікросхемах реалізуються обмежені значення ємності. Для розв'язуючих, фільтрових конденсаторів потрібні ємності значно більші, ніж ті, які можуть бути реалізовані в інтегральних схемах. Тому дискретні конденсатори постійної ємності залишилися важливим елементом апаратури і використовуються, спільно з інтегральними схемами.

Дискретні конденсатори зберігають своє значення і будуть застосовуватися в РЕА у всіх випадках, коли до них пред'являються будь-які спеціальні вимоги: висока точність і добротність, висока стабільність ємності, можливість використання у надвисокочастотних колах і велика ємність.

1.3 Котушки індуктивності

Котушки індуктивності, за винятком дроселів, призначених для використання в колах живлення, не являються комплектуючими виробами, як, наприклад, резистори та конденсатори. Вони виготовляються на радіозаводах і мають ті параметри, які необхідні для конкретних виробів.

Призначення, конструкція та класифікація.

Котушка індуктивності – це радіокомпонент електронної апаратури, здатна запасати електромагнітну енергію і призначена для використання її індуктивності.

Конструктивно, котушка індуктивності складається з обмотки, яка намотується на каркас з ізоляційного матеріалу; вона може мати феромагнітне осердя. В деяких котушках застосовується і феромагнітний настроювач, який змінює індуктивність у невеликих межах. Іноді застосовується електромагнітний екран. Індуктивність

катушки визначається відношенням потокозчеплення самоіндукції Φ обмотки до струму I через неї:

$$L = \frac{\Phi}{I}$$

Струм, який проходить через катушку приводить до появи ЕРС самоіндукції E . Її значення залежить від індуктивності.

$$E = -\frac{d\Phi}{dt} = -L \frac{dI}{dt}; \quad L = -\frac{E}{\frac{dI}{dt}}.$$

З цієї формули, можна визначити індуктивність як фізичну величину, яка чисельно дорівнює ЕРС самоіндукції, якщо струм обмотки змінюється на 1А за 1с.

Індуктивність катушки залежить від її геометричних розмірів, властивостей осердя та кількості витків:

$$L = \frac{\mu \cdot \pi^2 \cdot D^2 \cdot W^2}{e} \cdot 10^{-3} \text{ мкГн}$$

де:

μ – магнітна проникність осердя;

D – діаметр катушки (см);

W – кількість витків;

L – довжина катушки (см);

Катушки індуктивності застосовуються у коливальних контурах підсилювачів та генераторів, у фільтрах, для зв'язку між ланцюгами через магнітний потік, в кабелях зв'язку.

Катушки індуктивності класифікуються за різними ознаками (рис. 1.35).

За частотним діапазоном вони розділяються на катушки надвисокохвильові, короткохвильові, середньохвильові та довгохвильові.

В залежності від призначення – катушки коливальних контурів, що визначають частоту настроювання відповідної апаратури; катушки, що забезпечують певну смугу пропускання; катушки зв'язку, що передають електромагнітну енергію від одних елементів схеми до інших; дроселі високої і низької частоти, що являють собою високий опір для струмів відповідних частот.

За можливістю зміни індуктивності – на катушки з постійною та змінною індуктивністю (варіометри).

За конструктивними ознаками – на котушки циліндричні, кільцеві, спіральні, броньові, одношарові та багатшарові, з осердям та без осердя, із каркасом та без каркаса, з екраном та без екрана.

Котушки індуктивності не стандартизовані і розробляються для кожного конкретного випадку. Це пояснюється тим, що розробити котушки універсального призначення не вдається. Для конкретних умов застосування доводиться створювати конструкції, які кращим чином задовольняють заданим вимогам.

Умовне графічне позначення катушки індуктивності показано на рис. 1.20.

Властивості котушок індуктивності обумовлюються їх параметрами. До них належать:

- номінальна індуктивність та допуск;
- власна ємність;
- добротність;
- температурний коефіцієнт індуктивності;
- повний опір.

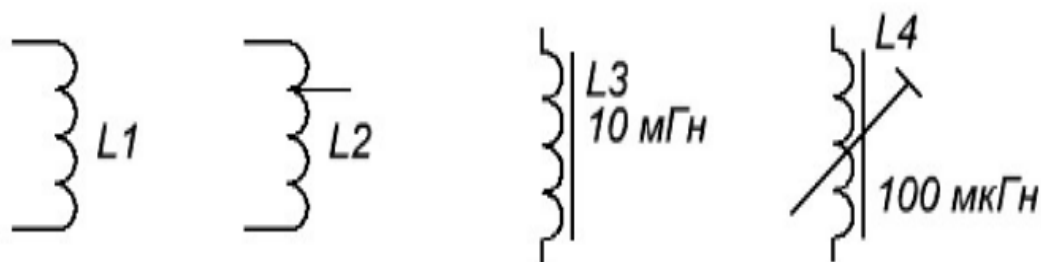


Рис. 1.20 Позначення котушок індуктивності на схемах

Номін

Рис. 1.20 Умовне позначення катушки індуктивності

Номін

ся на

корпусі катушки або наведена у нормативної документації.

Одиницею вимірювання індуктивності є Генрі (Г) або міліГенрі ($1\text{мГ}=10^{-3}\text{Г}$), мікроГенрі ($1\text{мкГ}=10^{-6}\text{Г}$), наноГенрі ($1\text{нГ}=10^{-9}\text{Г}$).

Якщо до проводу прикласти змінну напругу, то струм і напруженість магнітного поля, утвореного ним, весь час змінюються. Наведена при цьому ЕРС викликає опір протіканню струму, яке не пов'язане з втратами енергії і є реактивним. Він пропорційний частоті. Коефіцієнт пропорційності і називається індуктивністю. Якщо X_L – реактивний опір, то $X_L = \omega L$, де L – індуктивність, ω – частота.

Індуктивність провoda визначається за формулою $L = 2l(\ln(4 l/d) - 1)10^{-3}$ – мкГн, де l – довжина, см; d – діаметр провodu, см

Фактичне значення індуктивності котушки може відрізнятися від розрахункового (номінального) на величину допуску. Допуски котушок коливальних контурів лежать у межах (0.2...0.5)% і більше, а для котушок зв'язку, дроселів і інших, які працюють не на резонансних частотах – (10 – 15)%.

Для збільшення індуктивності провід згортають у спіраль. При цьому кожен виток знаходиться не тільки у «своєму» магнітному полі, але і у магнітному полі сусідніх витків. Індуктивність котушки виявляється багато більшою індуктивності одиночного провodu такої довжини. Згортання провodu у спіраль дає можливість сконцентрувати магнітний потік у невеликому обсязі і створити сприятливі умови для заміни повітряного середовища магнітним матеріалом з малим опором магнітному потоку. Для цього використовують осердя, при цьому індуктивність котушки збільшується і стає рівною $L = L_{\mu_c}$, де μ_c – діюча магнітна проникність осердя. При протіканні струму на котушці створюється падіння напруги, тобто існує і електричне поле, що призводить до того, що, крім струму, що протікає по витках і створює магнітне поле, з'являється ємнісний струм. Можна вважати, що ємнісний струм зумовлений паразитною ємністю котушки.

Власна ємність.

Між витками котушки індуктивності утворюється розподільна ємність, яку можна замінити зосередженою ємністю C_L , підключеною паралельно індуктивності. Цю ємність називають власною ємністю котушки. Її значення можуть бути до 50 нФ. Крім того, до власної ємності входять ємність між обмоткою, каркасом та осердям.

Наявність власної ємності погіршує параметри котушки (знижує добротність, температурну стабільність). Тому при конструюванні котушки намагаються зменшити її власну ємність. Це досягається застосуванням спеціальних обмоток та каркасів із малими діелектричними втратами та застосуванням спеціальних конструкцій.

Добротність

Добротність котушки індуктивності Q_L , пов'язана з втратами енергії і знаходиться як відношення її індуктивного опору, $X_L = \omega L$, до активного опору R на заданій частоті:

$$Q_L = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega L}{R}$$

При конструюванні котушок індуктивності намагаються отримати її максимальну добротність. Це досягається збільшенням діаметра котушки (індуктивність збільшується пропорційно квадрату діаметра котушки). Максимальна добротність досягається:

- застосуванням багатожильного проводу (літцендрату);
- застосуванням проводу з оптимальним діаметром (до 1,5 мГц);
- зменшенням шорсткості поверхні проводу й нанесенням на нього шару срібла (Ag) (на надвисоких частотах для зменшення $R_{\text{пе}}$);
- застосування каркасу з ізоляційних матеріалів із малими втратами;
- застосуванням осердя з високочастотного феромагнітного матеріалу (карбонільного заліза, фериту), який дозволяє отримати задану індуктивність при меншій довжині проводу;
- обранням оптимального частотного діапазону.

Температурна стабільність.

Зворотні температурні зміни індуктивності визначаються температурним коефіцієнтом індуктивності, тобто відносною зміною індуктивності при зміні температури на 1°C:

$$TKI = \frac{L_2 - L_1}{L_1} \cdot \frac{1}{T_2 - T_1}, \quad 1/^\circ\text{C}$$

де:

L_1 та L_2 – індуктивності при температурах T_1 та T_2 відповідно.

Температурна нестабільність індуктивності пов'язана зі зміною діаметра та довжини котушки, а також із зміною магнітної проникності осердя при зміні температури.

Стабільність визначає відносну стабільність параметрів котушки під дією зовнішніх факторів. Їх вплив проявляється при зміні параметрів матеріалів та розмірів котушки, тому дуже важливе значення має правильний вибір матеріалу, конструкції та технології виготовлення.

Діапазон регулювання індуктивності являється важливим фактором, який визначає можливості зміни індуктивності котушки. Визначається коефіцієнтом перекриття:

$$K_L = \frac{L_{\text{max}} - L_{\text{min}}}{L_{\text{min}}}.$$

Його значення не перевищує 10. В даний час застосовуються наступні способи регулювання індуктивності котушок:

- введенням в котушку немагнітного електропровідного

елемента:

- введенням зазору в магнітопроводі;
- зміною магнітопроникності магнітопроводу шляхом його підмагнічування постійним струмом або постійним магнітом;
- переміщенням витків або секцій котушки та перестановкою виводів.

Вплив зовнішніх факторів на параметри котушки.

Вплив температури. Під впливом температури відбувається зміна лінійних розмірів чинного діаметра намотування, що викликається зміною розподілу струму за перерізом, і власної ємності котушки. Зміна індуктивності під впливом температури характеризується температурним коефіцієнтом індуктивності (ТКІ). ТКІ котушки визначається способом намотування і якістю діелектрика каркаса. Вплив температури на добротність зумовлено зміною опору проводу.

Добротність котушки з мідного проводу зменшується у середньому на 10 % на кожні 30°C підвищення температури. При високих температурах виникає додаткове зниження добротності, пов'язане зі зростанням діелектричних втрат у каркасі.

Вплив вологості повітря. Наявність вологи викликає незворотні зміни параметрів котушки. Проникнення молекул води до осердя, ізоляційні матеріали каркаса, ізоляцію проводів призводить до зміни ємності й добротності котушки. Для захисту котушок від дії вологості застосовується герметизація або просочування обмотки негігроскопічними речовинами. Такі котушки мають нижчу добротність і велику власну ємність, але при цьому вони більш стійкі до впливу вологи.

Найпростіша функція, яку виконує котушка індуктивності у радіоелектронній апаратурі, – це створення реактивного опору, який дозволяє регулювати процес протікання струмів колами й управляти розподілом струму. Котушки також використовуються спільно з конденсаторами для отримання резонансних контурів для фільтрів і генераторів. На даний час котушки знаходять в радіоелектронній апаратурі обмежене застосування. На низьких частотах від LC-фільтрів переходять до RC-фільтрів. Котушки індуктивності є елементом, узгодження якого з інтегральними схемами викликало великі труднощі. Основна причина цього полягає у тому, що важко створювати котушки малих габаритів з високою індуктивністю і добротністю. Можливості мініатюризації котушок індуктивності значно менші, ніж конденсаторів. Все це пояснює тенденцію, яка намітилася, зменшення кількості котушок індуктивності в апаратурі на інтегральних схемах. Проте у багатьох випадках використання котушок залишається доцільним, наприклад, у вимірювальних пристроях, передавачах.

1.4 Трансформатори

Трансформатором називається компонент РЕА, який має дві або більше обмоток і призначений для перетворення за допомогою електромагнітної індукції

однієї або декількох систем змінного струму в одну або кілька інших систем змінного струму. Найбільш часто використовують наступну класифікацію трансформаторів.

1. *Трансформатори живлення*, призначені для перетворення електричної енергії. Їх можна розбити на три групи: - малопотужні трансформатори живлення, що мають потужність нижче 100 Вт, напруга не більше 1000 В; - трансформатори середньої потужності від 100 до 1000 Вт; - потужні трансформатори живлення, вихідна потужність яких перевищує 1 кВт; вони застосовуються у джерелах живлення потужних передавачів і підсилювачів; - високовольні трансформатори, напруга на обмотках яких перевищує 1000 В. Такі трансформатори застосовуються для живлення електронно променевих трубок. На конструкцію трансформаторів живлення суттєво впливає частота живлячої напруги. Тому трансформатори живлення додатково класифікують за робочою частотою на трансформатори для промислової частоти (50 Гц), підвищеної частоти (100...10000 Гц), ультразвукової частоти (10...100 кГц).

2. *Трансформатори узгодження*. Основне їх призначення – передача змінних електричних сигналів, що несуть корисну інформацію, з метою зміни рівня напруги при збереженні потужності і мінімальному спотворенні сигналу.

3. *Імпульсні трансформатори*. Основне їх призначення полягає у тому, щоб під впливом напруги, що діє в первинній обмотці, виробляти на виході короткі імпульси заданої форми з необхідною зміною рівня напруги.

Функціонування трансформаторів засноване на зв'язку кіл через магнітний потік. Схему трансформатора наведено на рис. 1.21.

При включенні у первинне коло трансформатора джерела ЕРС по первинній обмотці, яка містить W_1 витків, протікає струм i_1 і утворюється магнітний потік Φ , який створює ЕРС у вторинному колі і через навантаження R_n протікає струм i_2 .

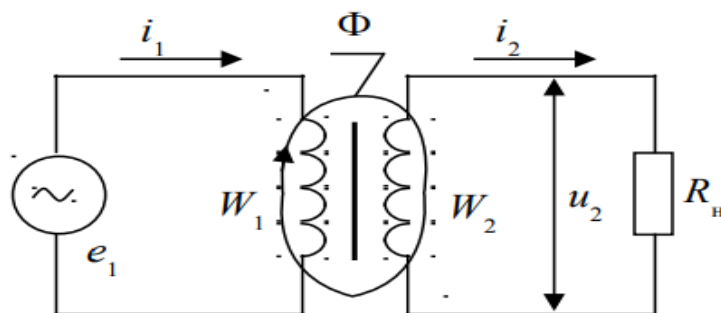


Рис. 1.21 Схema трансформатора

Нехтуючи опором обмоток і магнітними потоками розсіяння, можемо записати:

$$e_2 = u_2 = -W_2 d\Phi / dt, \quad -u_1 = e_1 = -W_1 d\Phi / dt$$

Звідси, якщо витки W_1 і W_2 намотані в один бік, отримуємо: $e_2 = -u_1 n$, де $n = W_2/W_1$ - коефіцієнт трансформації.

У разі синусоїдальних напруг для амплітудних значень можна записати:

$$E_2 = U_1 W_2 / W_1 = U_{1n}.$$

Напруга U_2 або ЕРС E_2 знаходяться у протифазі з U_1 трансформатор тільки передає потужність і нехтуючи опором обмоток і магнітними потоками розсіювання, маємо: $I_2 = I_1 W_1 / W_2 = I_1 / n$.

Таким чином, ідеальний трансформатор здійснює трансформацію напруг або струмів, що дозволяє отримати необхідну напругу, узгодити напругу і струм первинного кола з опором навантаження вторинного кола. Для забезпечення якомога повнішого зв'язку між первинним і вторинним колами і збільшення магнітного потоку через обмотки використовують осердя. Трансформатори узгодження мають осердя з високою магнітної проникністю, а трансформатори живлення – з високою індукцією насичення. У реальних трансформаторах при дії змінного магнітного поля в матеріалі осердя спостерігається магнітний скін-ефект, який призводить до втрат через зменшення ефективної магнітної проникності. При протіканні струмів по обмотках трансформаторів спостерігаються також втрати в обмотках. На відміну від радіочастотних котушок, трансформатори працюють в умовах значних полів, протікання великих струмів і потужностей. Це призводить до того, що втрати в осерді і обмотках призводять до розсіювання великих потужностей, які викликають перегрів і зумовлюють нестабільність параметрів. Таким чином, крім основного корисного ефекту в трансформаторі має місце низка додаткових, паразитних ефектів і процесів, які позначаються на характеристиках трансформатора.

Основні і паразитні параметри. Еквівалентна схема.

Основними параметрами трансформатора є індуктивність первинної обмотки і коефіцієнт трансформації. Частина магнітного потоку первинної обмотки замикається через вторинну обмотку, що визначає індуктивність L_1 , а частина розсіюється, що визначає індуктивність розсіювання L_{s1} .

У правильно сконструйованому трансформаторі, магнітний потік розсіювання у багато разів менший основного потоку, який пронизує обидві обмотки, тобто $L_{s1} \ll L_1$. Протікання струму у вторинному колі відбувається за рахунок енергії, що надходить з первинного кола. Очевидно, що у вторинній обмотці також є магнітний потік, що замикається крім первинної обмотки.

Його вплив можна відобразити індуктивністю розсіювання у вторинному колі L_{s2} . Як у первинній, так і у вторинній обмотці є втрати, зумовлені активним опором проводу. У багатьох випадках необхідно враховувати власну ємність C_0 обмоток трансформатора. Використовуючи поняття наведених опорів і струмів, наявність вторинної обмотки та її вплив можна відобразити колом паралельної L_1 , як це зображено на еквівалентній схемі трансформатора (рис. 1.22).

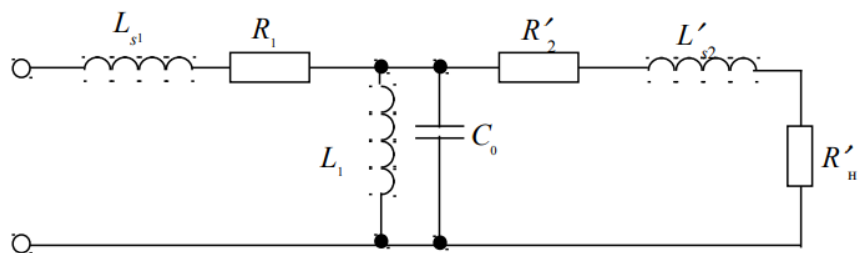


Рис. 1.22 Еквівалентна схема трансформатора

Формули приведення для переводу величин з вторинної обмотки у первинну мають вигляд:

$$R'_2 = R_2 / n^2, \quad L'_{s2} = L_{s2} / n^2, \quad R'_H = R_H / n^2,$$

де: n – коефіцієнт трансформації, рівний відношенню числа витків вторинної обмотки до числа витків первинної обмотки.

Вплив зовнішніх факторів на параметри трансформаторів.

Вплив температури. Температура перегріву трансформатора характеризує його тепловий режим. Вона визначає довговічність і надійність роботи трансформатора. Допустимий перегрів визначається теплостійкістю магнітних, ізоляційних і провідникових матеріалів, з яких виготовлений трансформатор. Зазвичай охолодження трансформатора відбувається за рахунок природного конвективного теплообміну і невеликою мірою – за рахунок контактної теплопровідності. Поліпшення тепловіддачі можливе при використанні радіаторів, які забезпечують хороший тепловий контакт з магнітопроводом. Подібні радіатори дозволяють зменшити нагрівання на 10... 20° С.

Вплив вологості повітря. Попадання вологи в котушку трансформатора різко знижує опір ізоляції трансформатора і його електричну міцність, результатом чого зазвичай є пробій ізоляції між обмотками і вихід трансформатора з ладу. Крім того, тривалий вплив вологи на обмотки трансформатора в присутності вуглекислоти повітря викликає корозію проводу, що при невеликих діаметрах проводу призводить до його руйнування, появи обривів в обмотках. Для захисту трансформаторів від вологи застосовують низку способів. Просочування лаком є найбільш простий спосіб захисту трансформаторів від дії вологи. Крім захисту від вологи, просочування підвищує теплопровідність котушки трансформатора, що призводить до зниження перепаду температури в обмотці, а отже, до зниження температури нагріву внутрішніх шарів.

1.5 Подільники напруги

Резистори використовуються так широко, що складають близько половини всіх комплектуючих виробів радіоелектронної апаратури (РЕА). Однак, з якою б метою вони не використовувалися, завжди резистори перетворюють напругу у

струм і струм у напругу. Незважаючи на велику різноманітність використання резисторів, їх застосування у більшості випадків можна звести до подільників напруги, гасників та регуляторів напруги. Подільники напруги набули найбільшого поширення і складають основу різноманітних схемотехнічних пристроїв. Вони призначені для зменшення напруги і саме тому називаються подільниками. Тут слід зазначити, що застосування резисторів у подільниках переслідує призначення не завжди тільки зменшення напруги. Комбінація резистору з іншими приладами створює різноманітні електронні пристрої. Так, подільник з резистора і конденсатора утворює фільтр верхніх або нижніх частот. Подільник з резистора і діода утворює випрямляч. Зі стабілітроном він є стабілізатором напруги. Подільник з резистора і транзистора створює підсилювач або ключ та ін. Так, без структури подільника напруги не можна уявити жодного найпростішого електронного пристрою. Тому вивчення подільників напруги є фундаментом для освоєння подальших електронних пристроїв. Схему найпростішого резистивного подільника напруги без навантаження наведено на рис. 1.23.

Резистори R1 і R2 називаються плечима. R1 – верхнє плече, R2 – нижнє. Подільник працює таким чином. Послідовне з'єднання резисторів R1, R2 перетворює вхідну напругу $U_{\text{вх}}$ у струм:

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1 + R_2}$$

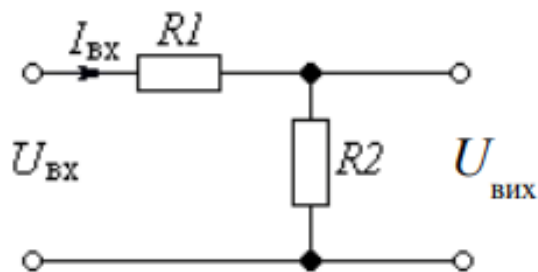


Рис. 1.23 Подільник напруги

який створює падіння напруги на резисторах R1 і R2. Вихідна напруга, що знімається з резистора R2, становить

$$U_{\text{вих}} = I_{\text{вх}} R_2 = U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.1)$$

З даної формули видно, що вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ менша вхідної у $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ разів, тобто поділена. Це пояснюється другим законом Кірхгофа, за яким вхідна напруга $U_{\text{вх}}$ розподіляється між між резисторами R1 і R2:

$$U_{BX} = U_{R1} + U_{R2}. \quad (1.2)$$

З (1.2) випливає, що напруга на кожному з резисторів менша вхідної. Поділимо обидві частини (1.1) на U_{BX} і отримуємо коефіцієнт передачі:

$$K = \frac{U_{ВНХ}}{U_{BX}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1 \quad (1.3)$$

який завжди менший одиниці. Вхідний опір подільника напруги складає:

$$R_{BX} = \frac{U_{ВНХ}}{I_{BX}} = R_1 + R_2. \quad (1.4)$$

Вихід подільника напруги, як і вихід будь-якого пристрою, завжди працює на якесь навантаження R_H (рис. 1.24) низькоомне або високоомне, але воно завжди є. Тоді опір нижнього плеча визначається паралельним з'єднанням R_2 і R_H :

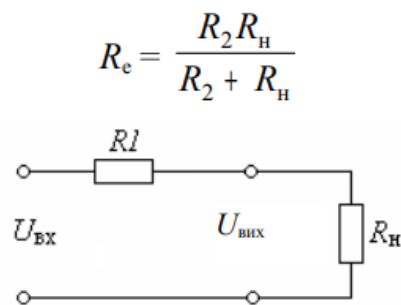


Рис. 1.24 Подільник напруги під низькоомним навантаженням

При низькоомному навантаженні $R_H \ll R_2$ співвідношення (1.5) перетворюється на $R_e = R_H$ і тоді резистор R_2 не потрібен. Навантаження живиться тільки через резистор R_1 (рис. 1.25). У загальному випадку нижнім плечем є еквівалентний опір R_e і тому коефіцієнт передачі складає:

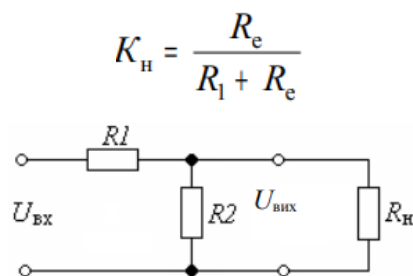


Рис. 1.25 Подільник напруги під навантаженням

Одним із способів пояснення дії подільника, як і інших пристроїв, є часова діаграма роботи, тобто епюри вхідної і вихідної напруги. Часову діаграму роботи подільника напруги наведено на рис. 1.26 на постійному (а) і змінному (б) струмах. Ця діаграма роботи показує, що вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ як на постійному а, так і на змінному б струмах менша вхідної $U_{\text{вх}}$, причому форми $U_{\text{вх}}$ і $U_{\text{вих}}$ завжди збігаються. Основними параметрами подільника напруги є коефіцієнт передачі, вхідний та вихідний опори.

Коефіцієнт передачі визначається формулою (1.3), а вхідний опір – формулою (1.4). Вихідний опір без навантаження дорівнює опору паралельного з'єднання R_1 і R_2 :

$$R_{\text{вих}} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

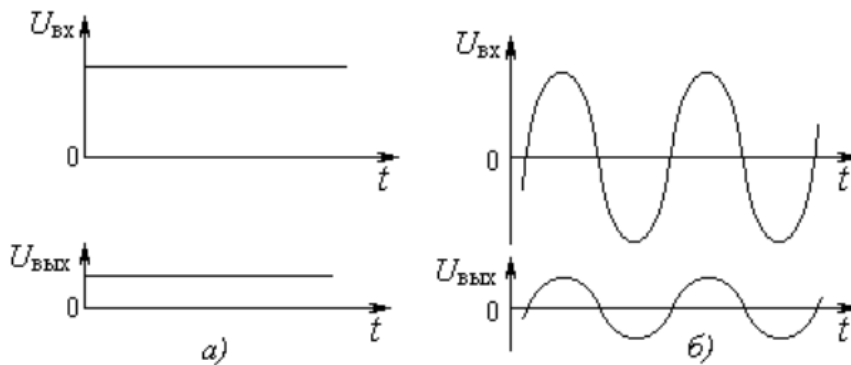


Рис. 1.26 Часова діаграма роботи подільника напруги:
а – при постійному струмі; б – при змінному струмі

Регулятори напруги.

Найпростішим, але разом з тим широко поширеним регулятором є подільник напруги, в плечі якого включені змінні резистори (рис. 1.27).



Рис. 1.27 Регулятори напруги: а – з нижнім регульованим плечем; б – з верхнім

Оскільки коефіцієнт передачі подільника напруги однозначно визначається

співвідношенням опорів резисторів R_1 і R_2 , то змінюючи будь-який з них, можна регулювати коефіцієнт передачі і тим самим змінювати вихідну напругу. Якщо змінювати опір нижнього плеча R_2 (рис. 1.27, а), то межі регулювання вихідної напруги складуть:

$$0 \leq U_{\text{вих}} \leq U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

У нижньому положенні повзунка $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$, а у верхньому $U_{\text{вих}} = 0$.

При зміні опору верхнього плеча R_1 (рис. 1.27, б) межі регулювання вихідної напруги складуть:

$$U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \leq U_{\text{вих}} \leq U_{\text{вх}}.$$

Коли повзунок знаходиться ліворуч, то $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}$, а коли праворуч, то:

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

Якщо необхідно регулювати $U_{\text{вих}}$ у межах від нуля до вхідної напруги $0 \leq U_{\text{вих}} \leq U_{\text{вх}}$, то змінний резистор слід включити за схемою потенціометра (рис. 1.28).

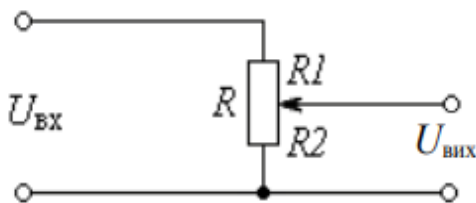


Рис. 1.28 Потенціометричний регулятор напруги

У верхньому положенні повзунка $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}$, а у нижньому $U_{\text{вих}} = 0$. Робота регулятора стане зрозумілою, якщо весь резистор R розділити на R_1 і R_2 . Тоді маємо подільник напруги з опором R_1 у верхньому плечі і R_2 – у нижньому. Коефіцієнт передачі регулятора (рис. 1.28) визначається формулою (1.3), як і будь-якого подільника. Перевагою регулятора (рис. 1.28) є широкий діапазон регулювання, який дорівнює всій вхідній напрузі. Недоліком є грубе регулювання.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Наведіть визначення пасивного компонента.
2. Наведіть визначення резистора.

3. Яке призначення резисторів в електричних схемах?
4. Наведіть класифікацію резисторів.
5. Назвіть основні електричні параметри резисторів.
6. Яким чином маркуються основні параметри резисторів?
7. Якими основними та спеціальними параметрами характеризуються резистори змінного опору?
8. Доповысти типии вольт-ампнргих характеристик змынних резисторыв.
9. На чому оснований принцип роботи варистора і якими параметрами він характеризується?
10. Назвіть паразитні параметри резистора і намалюйте його еквівалентну схему.
11. Як залежить опір резистора від температури і яким параметром ця залежність характеризується?
12. Доповысти про фоторезисторэ.
- 13 Доповысти про терморезистор.
14. Наведіть визначення конденсатора.
15. Яке призначення конденсаторів в електричних схемах?
16. Наведіть класифікацію конденсаторів.
17. Назвіть основні електричні параметри конденсаторів.
18. Яким чином маркуються основні параметри конденсаторів?
19. Назвіть паразитні параметри конденсатора і намалюйте його еквівалентну схему.
20. Як залежить опір конденсатора від температури і яким параметром ця залежність характеризується?
21. Як залежить $\tan \delta$ від зовнішніх факторів?
22. Дайте характеристику основних типів конденсаторів з оксидним діелектриком та області їх застосування.
23. На чому оснований принцип роботи варікондів і якими параметрами вони характеризуються?
24. Якими основними параметрами характеризуються конденсатори змінної ємності?
25. Як графічно позначаються конденсатори на електричних принципових схемах?
26. Наведіть визначення котушки індуктивності.
27. Яке призначення котушок індуктивності в електричних схемах?
28. Наведіть класифікацію котушок індуктивності.
29. Назвіть основні електричні параметри котушок індуктивності.
30. Назвіть паразитні параметри котушки індуктивності і намалюйте її еквівалентну схему.
31. Дайте визначення добротності котушки індуктивності та фактори які впливають на неї?
32. Які існують типи обмоток котушок індуктивності?

33. Наведіть визначення трансформатора.
34. Яке призначення трансформаторів в електричних схемах?
35. Наведіть класифікацію трансформаторів.
36. Назвіть основні електричні параметри трансформаторів.
37. Назвіть паразитні параметри трансформатора і намалюйте його еквівалентну схему.
38. Для чого призначені подільники напруги?
39. Намалюйте схему резистивного подільника напруги і поясніть, як вона працює.
40. Поясніть вплив опору навантаження на вихідну напругу резистивного подільника.

РОЗДІЛ II НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ

Напівпровідниковий діод — це напівпровідниковий прилад з одним випрямним електричним переходом і двома зовнішніми виводами. Випрямним електричним переходом, в напівпровідникових діодах, може бути електронно-дірковий перехід, гіперперехід або контакт метал-напівпровідник.

Напівпровідниковим діодом називають електроперетворюючий напівпровідниковий прилад з одним електричним переходом, який має два виводи.

По області застосування напівпровідникові діоди поділяють на такі основні групи: випрямні, універсальні, імпульсні, надвисокочастотні, варикапи, тунельні, обернені, фото і випромінювальні, стабілітрони і стабістори.

По типу p - n переходу напівпровідникові діоди ділять на площинні і точкові. Площинним називають p - n перехід, в якого лінійні розміри, які визначають його площу, значно більші товщини.

До точкових відносять переходи, в яких розміри, які визначають площу, менші товщини області об'ємного заряду.

Розглянемо способи утворення p - n переходу в діоді. Цей перехід не вдається одержати механічним з'єднанням напівпровідників, бо відстань між p і n областями має бути не більшою від міжатомних відстаней. Тому основними методами одержання p - n переходів є сплавлення і дифузія.

У точковому діоді використовується пластинка германію або кремнію з електропровідністю n - типу (рис. 2.1), завтовшки 0,1...0,6 мм і площею 0,5...1,5 мм²; з пластинкою стикається загострена проволочка (голка) з нанесеною на неї домішкою. При цьому з голки в основний напівпровідник дифундують домішки, які створюють область з іншим типом електропровідності. Таким чином, біля голки утворюється мініатюрний p - n - перехід півсферичної форми.

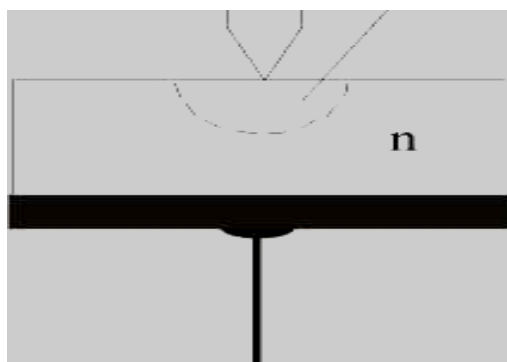


Рис.2.1 Структура точкових діодів.

Площинні діоди виготовляються методами сплаву (вплавлення) або дифузії (рис. 2.2).

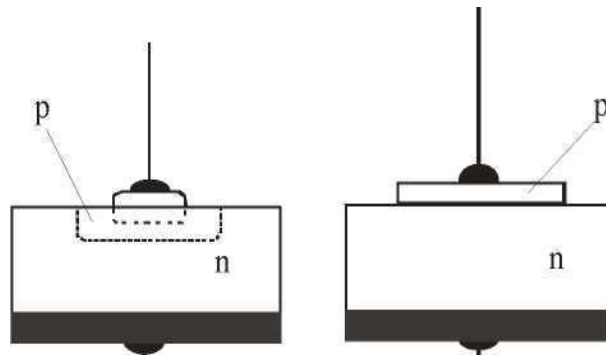


Рис.2.2 Будова площинних діодів, виготовлених сплавним (а)
і дифузійним методом (б)

Система позначення напівпровідникових діодів із прямим струмом не більше 10 А включає в себе шість елементів.

Перший елемент позначення □ літера або цифра, яка визначає початковий матеріал, із якого виготовлений діод: Г або 1 □ германій або його сполучення, К або 2 □ кремній або його сполучення, А або 3 □ сполучення галію. При цьому літера в позначенні використовується для діодів, призначених для застосування в апаратурі широкого призначення, а цифра □ для діодів, призначених для застосування в апаратурі спеціального призначення.

Другий елемент позначення □ літера, яка визначає підклас приладу.

Третій елемент позначення □ цифри від 1 до 9, які вказують на призначення приладу.

Четвертий і п'ятий елементи визначають порядковий номер розробки і позначаються від 01 до 99.

Шостий елемент визначає ділення технологічного типу на параметричні групи і позначається літерами українського алфавіту від А до Я. У стабілітронів і стабісторів третій, четвертий, п'ятий і шостий елементи позначення характеризують спеціальні параметри діода.

Напівпровідникові діоди в електричних схемах позначаються символом, як на рис. 2.3. Вістря трикутника направляється в сторону протікання прямого струму. Для спеціальних діодів цей символ доповнюється деякими умовними знаками.

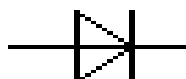


Рис. 2.3 Графічне зображення діоду

2.1 Класифікація напівпровідникових діодів

Класифікація напівпровідникових діодів здійснюється за наступними ознаками:

1. За методом отримання переходу бувають:

- *точкові*, у яких використовується пластинка германію або кремнію з електропровідністю n-типу, завтовшки 0,1...0,6 мм і площею 0,5...1,5 мм²; з пластинкою стикається загострений провідник з нанесеною на вістря домішкою. При цьому з вістря в основний напівпровідник дифундують домішки, які створюють область з іншим типом електропровідності. Таким чином, біля вістря утворюється мініатюрний p-n перехід півсферичної форми;
- *планарні*, у яких p-n перехід утворюється двома напівпровідниками з різними типами електропровідності, причому площа переходу у різних типів діодів лежить в межах від сотих долей квадратного міліметра до декількох десятків квадратних сантиметрів (силові діоди). Площинні діоди виготовляються методами сплавлення (вплавлення) або дифузії;
- *діод Шотткі* (названий на честь імені німецького фізика Вальтера Шотткі), також відомий, як «діод з гарячими носіями», є напівпровідниковим діодом з низьким значенням падіння прямої напруги, та дуже швидким перемикуванням. Діоди Шотткі використовують перехід метал-напівпровідник, як бар'єр Шотткі, (замість p-n переходу як у звичайних діодів);
- за матеріалом напівпровідникові діоди бувають: германієві, кремнієві, арсенідо-галієві тощо;
- за фізичними процесами, на використанні яких базується робота діода:
- тунельні — напівпровідникові елементи електричного кола з нелінійною вольт-амперною характеристикою, на якій існує ділянка з від'ємною диференційною провідністю, наявність якої базується на квантовомеханічних ефектах. Застосовуються як підсилювачі, генератори тощо;
- лавинно-пролітні напівпровідникові діоди, що працюють в режимі лавинного розмноження носіїв заряду при зворотному зміщенні електричного переходу та призначені для генерування надвисокочастотних коливань;
- фотодіоди — це приймачі оптичного випромінювання, які перетворюють світло, що падає на його фоточутливу область в електричний заряд за рахунок процесів в p-n переході. Його можна класифікувати як напівпровідниковий діод, в якому використовується залежність його вольт-амперної характеристики від освітленості;
- світлодіоди (LED — light-emitting diode) — напівпровідникові пристрої, що випромінюють некогерентне світло, при пропусканні через них електричного струму (ефект, відомий як електролюмінесценція). Випромінюване світло традиційних світлодіодів лежить у вузькій ділянці спектру, а його колір залежить від хімічного складу використаного у світлодіоді напівпровідника. Сучасні світлодіоди можуть випромінювати світло від інфрачервоної ділянки спектру до близької до ультрафіолету;

- діоди Ганна — тип напівпровідникових діодів, що використовується для генерації та перетворення коливань у діапазоні НВЧ. На відміну від інших типів діодів, принцип дії діода Ганна заснований не на властивостях р-п переходів, а на власних об'ємних властивостях напівпровідника.

- за призначенням напівпровідникові діоди поділяють на:
- випрямні напівпровідникові діоди, призначені для перетворення змінного струму в пульсуючий;
- імпульсні — напівпровідникові діоди, що мають малу тривалість перехідних процесів в імпульсних режимах роботи;
- варикапи (діод Джона Джеумма) — напівпровідникові діоди, ємність яких керується зворотною напругою, і які призначені для застосування як елементи з електрично керованою ємністю;
- стабілітрони (діод Зенера) — напівпровідникові діоди, що працюють в режимі зворотного пробію та використовуються як джерело опорної напруги;
- напівпровідникові діоди, що працюють в режимі зворотного пробію та використовуються як згладжувачі викидів (піків) напруги;
- детекторні — напівпровідникові діоди, призначений для детектування сигналу;
- детекторні НВЧ — напівпровідникові діоди, призначені для детектування надвисокочастотного сигналу;
- параметричні — варикапи, що призначені для застосування в діапазоні надвисоких частот у параметричних підсилювачах,
- змішувальні — напівпровідникові діоди, призначені для перетворення високочастотних сигналів у сигнал проміжної частоти.

Вольт-амперна характеристика.

Основною характеристикою напівпровідникових діодів є вольт-амперна характеристика. Характеристики кремнієвих і германієвих діодів відрізняються від теоретичної і розрізняються між собою. На рис. 2.4 для порівняння показані характеристики кремнієвого (КД104А) і германієвого (ГД107А) діодів, які призначені для роботи приблизно в одному і тому ж діапазоні струмів і напруг.

В зв'язку з великим зворотним струмом у германієвих діодів настає тепловий пробій, який приводить до руйнування кристала. У кремнієвих діодах з-за малого зворотного струму імовірність теплового пробію мала і у них виникає електричний пробій.

Внаслідок меншого значення зворотного струму кремнієвого діода його прямий струм, однаковий з струмом германієвого діода, досягається при більшому значенні прямої напруги. По цій причині потужність, яка розсіюється при однакових струмах, в германієвих діодах менша, ніж у кремнієвих.

Оскільки ширина забороненої зони у кремнії більша, ніж у германії, то зворотний струм кремнієвих діодів значно менший.

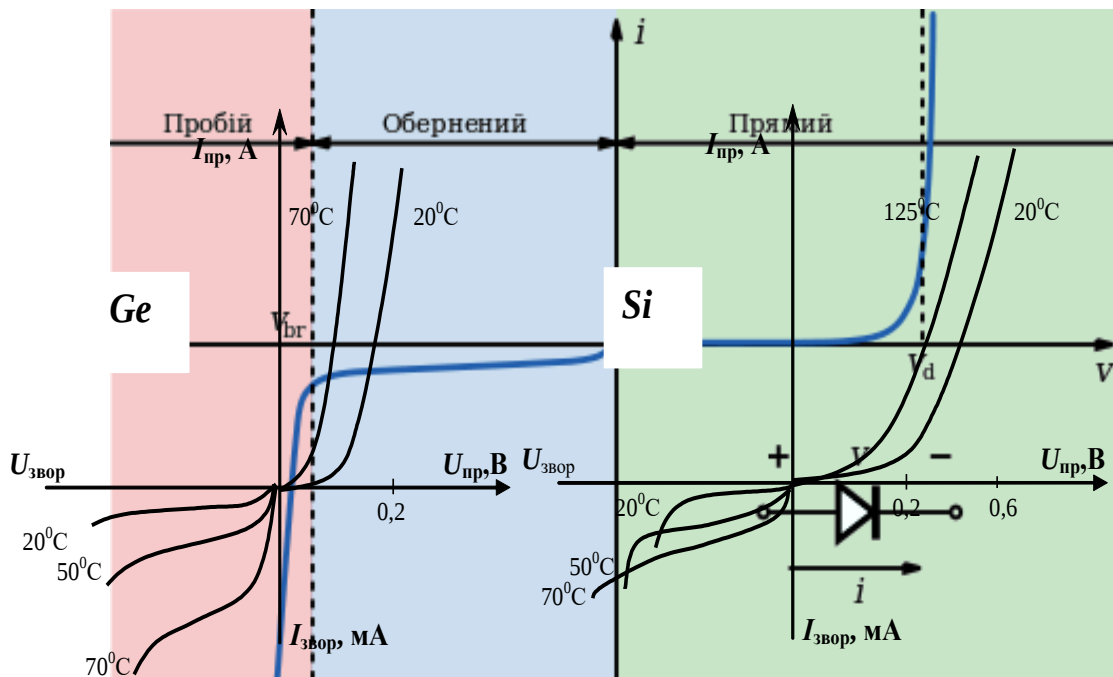


Рис. 2.4. Вольт-амперні характеристики випрямних діодів

Крім того, зворотна гілка характеристики кремнієвих діодів не має явно вираженої ділянки насичення, що зумовлено генерацією носіїв зарядів в p - n -переході і струмами витікання по поверхні кристала.

Рисунок 2.5 демонструє чотири режими роботи напівпровідникового діода. При оберненій напрузі, більшій за V_{br} , настає пробій — різке збільшення струму, яке використовується в роботі лавинних діодів. При оберненій напрузі, меншій від V_{br} , існує тільки малий струм насичення, здебільшого, порядку мікроамперів. При прикладенні напруги в прямому напрямку, струм зростає експоненційно, залишаючись малим до напруги V_d , — напруги відкриття діода. Ця напруга може бути різною, в залежності від типу діода,— від 0,2 В для діодів Шоткі, до 4 В у блакитних світлодіодів.

Вольт-амперні характеристики деяких діодів, наприклад, тунельного діоду можуть містити ділянки з від'ємною диференціальною провідністю, тобто ділянки, на яких сила струму в діоді зменшується, при збільшенні прикладеної напруги. Такі діоди зручні для використання в генераторах електричних коливань. На характеристики діодів значно впливає температура навколишнього середовища. З ростом температури стає більш інтенсивною генерація носіїв зарядів і збільшується струм насичення I_s і струм генерації $I_{ген}$, які визначають хід зворотної гілки вольт-амперної характеристики діодів.

Для приблизної оцінки можна вважати, що з ростом температури на 10^0 С зворотний струм германієвих діодів збільшується в два рази, а кремнієвих — в два з половиною раз.

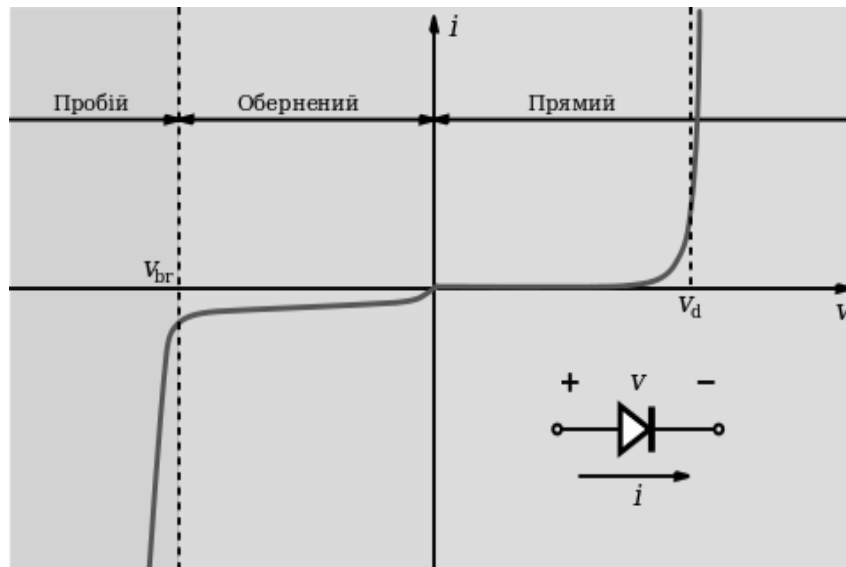


Рис.2.5 Вольт-амперна характеристика напівпровідникового діода з режимами роботи

Проте внаслідок того, що при кімнатній температурі зворотний струм у германієвого діода значно більший, ніж у кремнієвого, абсолютне значення приросту зворотного струму у германієвого діода з ростом температури виявляється в декілька раз більше, ніж у кремнієвого. Це приводить до збільшення потужності, яка споживається діодом, його розігріву і зменшенню напруги теплового пробію. У кремнієвих діодів з-за малого зворотного струму імовірність теплового пробію мала, і у них спочатку виникає електричний пробій.

Пробій кремнієвих діодів визначається процесами лавинного розмноження носіїв зарядів при іонізації атомів кристалічної решітки. З підвищенням температури збільшується теплове розсіювання рухомих носіїв зарядів і зменшується довжина їх вільного пробігу. Для того, щоб електрон на меншому шляху придбав енергію, достатню для іонізації, необхідно збільшити прискорююче поле, що забезпечується при більшій зворотній напрузі. Це пояснює збільшення пробивної напруги кремнієвих діодів з ростом температури.

Пробій діода виникає або в результаті дії сильного електричного поля в р-п перехід, або в результаті розігріву переходу у зв'язку з виділенням на ньому значної потужності, що перевищує можливості тепловідведення. Перший тип пробію називається електричним, другий - тепловим.

Електричний пробій обернений, тобто після зменшення напруги $U_{зв}$ робота діода відповідає пологому ділянці зворотної гілки ВАХ. Хоча, якщо зворотний струм при електричному пробію не обмежити, то він переходить в тепловий. Тепловий пробій незворотний, оскільки руйнує р-п перехід.

Електричний пробій характерний для кремнієвих діодів. У германієвих діодах при збільшенні зворотної напруги тепловий пробій р-п переходу настає практично одночасно з початком лавиноподібного наростання струму $I_{зв}$.

Електричний пробій буває двох видів. Перший з них виникає у вузьких

переходах, в яких під дією сильного електричного поля електрони можуть звільнитися з ковалентних зв'язків та отримати енергію, достатню для подолання високого потенційного бар'єру в області р-п переходу (зінеровскій, *тунельний пробій*). Другий - розвивається в результаті ударної іонізації атомів напівпровідника (*лавинний пробій*). Сутність цього явища полягає в тому, що рухаючись з більшою швидкістю на ділянці р-п переходу, електрони зіштовхуються з нейтральними атомами і іонізують їх. У результаті такої ударної іонізації з'являються нові вільні електрони і дірки, які, у свою чергу, розганяються полем і створюють дедалі більшу кількість носіїв струму. Описаний процес носить лавиноподібний характер і призводить до значного збільшення зворотного струму через р-п перехід.

Тепловий пробій р-п переходу відбувається внаслідок виривання валентних електронів з зв'язків в атомах при теплових коливаннях кристалічної решітки. Теплова генерація пар електрон-дірка призводить до збільшення концентрації неосновних носіїв заряду і до зростання зворотного струму. Збільшення струму, у свою чергу, призводить до подальшого підвищення температури. Процес наростає лавиноподібно.

Нормальна робота діода в якості елемента з односторонньою провідністю можлива лише в режимах, коли зворотне напруга не перевищує пробивного значення. Можливість теплового пробію діода враховується вказівкою в паспорті на прилад допустимого зворотної напруги $U_{зв.мах}$ і температурного діапазону роботи. Напруга пробію залежить від типу діода і температури навколишнього середовища.

Зростання зворотного струму приводить до збільшення прямого струму і крутизни вольт-амперної характеристики діода. Саме тому при збільшенні температури пряма гілка характеристики зміщується вліво. Цьому допомагає також зменшення контактної різниці потенціалів при збільшенні концентрації неосновних носіїв зарядів.

2.2 Основні види напівпровідникових діодів

Випрямний діод використовує вентильні властивості р-п переходу і застосовується у випрямлячах змінного струму. В якості вихідного матеріалу при виготовленні випрямних діодів використовують в основному германій і кремній.

Випрямляючий діод являє собою електронний ключ, керований прикладеним до нього напругою. При прямій напрузі ключ замкнута, при зворотному - розімкнута. Проте в обох випадках цей ключ не є ідеальним. При подачі прямого напруги за рахунок падіння напруги $U_{пр}$ на відкритому діоді випрямлена напруга, що знімається з навантажувального пристрою, трохи нижче вхідної напруги. Значення $U_{пр}$ відкритого діода не перевищує для германієвих діодів 0,5 В, а у кремнієвих 1,5 В.

Параметри випрямних діодів

Властивості випрямних діодів, працюючих в колах постійного і перемінного струмів, а також в ключових і логічних пристроях, характеризуються рядом параметрів, основними з яких являються:

- **постійна пряма напруга діода $U_{пр}$** , яка вимірюється при заданому постійному прямому струмі $I_{пр}$;
- **постійний зворотний струм діода $I_{зв}$** , який тече через діод у зворотному напрямку при заданій зворотній напрузі $U_{зв}$;
- **середній випрямлений струм діода $I_{вп.сер}$** — середнє за період значення випрямленого струму, який тече через діод;
- **прямий опір постійному струму $R_{пр}$** , який дорівнює відношенню постійної прямої напруги на діоді до відповідного значення прямого струму;
- **зворотний опір діода постійному струму $R_{зв}$** , який дорівнює відношенню постійної зворотної напруги на діоді до відповідного значення зворотного струму;
- **диференціальний опір діода r_d** , який дорівнює відношенню приросту напруги на діоді до малого приросту струму;
- **прямий струм діода $I_{пр}$** , який нормується при певній прямій напрузі (зазвичай $U_{пр} = 1...2V$);
- **максимально допустимий прямий струм $I_{пр.мах}$ діода.**

Ці параметри характеризують властивості не лише випрямних, але і інших типів діодів і відносяться до класу загальних параметрів діодів.

До **максимально допустимих параметрів**, які характеризують режим роботи діода і перевищення яких знижує надійність діода і може привести до повного виходу його із строю, відносяться:

- максимально допустима постійна зворотна напруга $U_{зв.мах}$;
- максимально допустимий середній прямий струм діода $I_{пр.сер.мах}$;
- максимально допустимий середній випрямлений струм діода $I_{вп.сер.мах}$;
- максимально допустима середня потужність, що розсіюється $P_{сер.доп.мах}$

та деякі інші.

Допустимі зворотні напруги кремнієвих діодів — 1000—1500В, а германієвих 100—400 В. Інтервал робочих температур кремнієвого діода — від $-60^{\circ}C$ до $+150^{\circ}C$; а для германієвого — від $-60^{\circ}C$ до $+85^{\circ}C$. Тому зараз в основному використовують кремнієві діоди.

Використання.

Діоди широко використовуються в електротехніці, електроніці та радіотехніці. З різною метою, в залежності від їх характеристик.

Властивість діода — проводити струм лише в одному напрямку, застосовують у випрямлячах — для перетворення змінного струму на постійний.

Діоди використовуються при демодуляції амплітудно-модульованого радіосигналу, тобто виділення низькочастотної складової з високочастотного сигналу.

Разом із іншими електронними компонентами, діоди можуть використовуватися для створення AND і OR логічних елементів.

Світлодіоди використовуються як джерела світла, а фотодіоди — як його індикатори.

Робота діодів чутлива до радіоактивних променів, що дозволяє використовувати їх у якості детекторів іонізуючого випромінювання, зокрема детекторів елементарних частинок. Одна така частинка має енергію в сотні тисяч і мільйони електронвольт. Проходячи через напівпровідник вона створює значну концентрацію носіїв заряду. Неосновні носії заряду легко проходять через р-п перехід діода, підключеного у зворотному напрямку, створюючи струм, вимірюючи який можна оцінити характеристики частинки.

Постійне опромінення впливає на характеристики діода, а тому діоди можна використовувати не тільки для детектування частинок, а й для вимірювання доз опромінення. Для цієї мети особливо зручні PIN-діоди, в яких р- та п-області розділені широкою ділянкою ізолятора (нелегованого напівпровідника). Завдяки ширині такої області, радіаційні пошкодження детектувати легше.

Діоди використовуються також для вимірювання температури, оскільки падіння напруги на діоді (при прямому включенні) залежить від температури.

Діоди з від'ємною вольт-амперною характеристикою є нелінійними елементами схем генераторів високочастотних коливань.

Інше використання діодів — у клавіатурі електронних музичних інструментів. Для зменшення кількості проводів ці інструменти часто використовують плати клавіатурних матриць. Контролер клавіатури сканує рядки й стовпчики, щоб визначити, яку клавішу натиснув музикант. Виникає проблема в тому, що при одночасному натисненні на декілька клавіш, струм може текти в зворотному напрямку й викликати фантомні ноти. Щоб запобігти цьому, клавіатурні матриці мають діод під кожною клавішею.

Універсальними називають **високочастотні діоди**, які придатні для випрямлення, модуляції, детектування і інших нелінійних перетворень електричних сигналів, частота яких не перевищує 1000 МГц.

Другим елементом позначення універсальних діодів є літера Д, а третім цифра 4.

На високих частотах можна вважати, що діод має односторонню провідність, якщо виконується умова:

$$Z_{зв} \gg Z_{пр} \text{ або } |Z_{зв}| \gg |Z_{пр}|,$$

де:

$Z_{зв}, Z_{пр}$ — повні зворотний і прямий опори діода.

Типова вольт-амперна характеристика універсального діода показана на рис. 2.6. Її особливістю є відсутність області насичення на зворотній гілці. Це зокрема пояснюється розігрівом діода з-за незадовільного відводу тепла і ударною іонізацією, якій сприяє неоднорідність електричного поля в р-п-переході.

Крім того, в довідниках може бути вказаний диференціальний опір r_d .

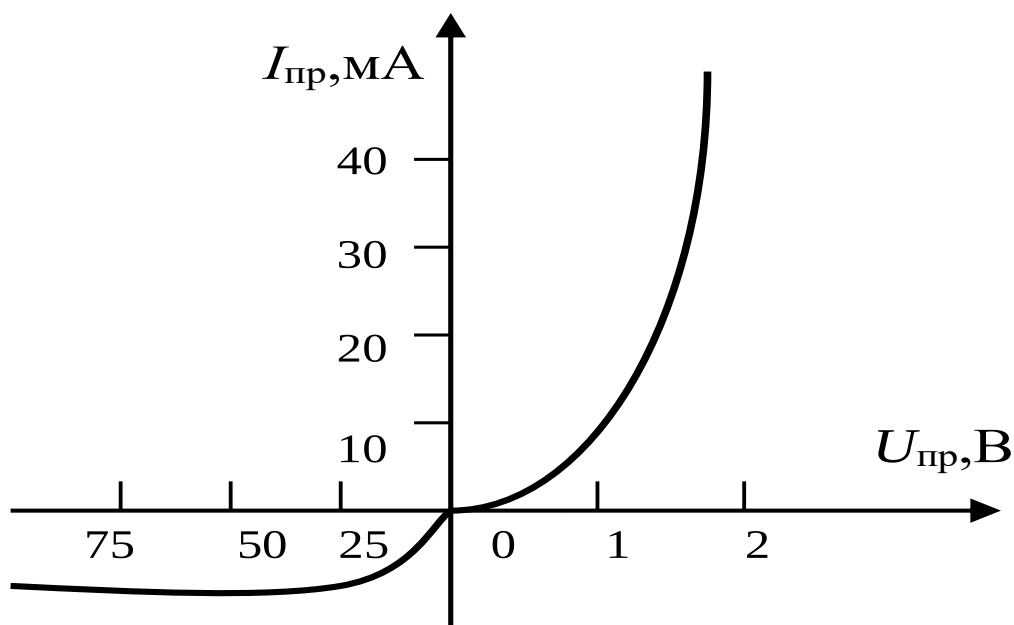


Рис. 2.6. Вольт-амперна характеристика універсального діода

Імпульсний діод - напівпровідниковий діод, що має малу тривалість перехідних процесів і використовує (як і випрямний діод) при своїй роботі пряму і зворотну гілки ВАХ при порівняно великих струмах навантаження.

Тривалість перехідних процесів у діоді обумовлена перезаряду ємностей $C_{дф}$ і $C_{бар}$. Оскільки імпульсні діоди зазвичай працюють при порівняно великих прямих струмах, то процеси накопичення та розсмоктування заряду є переважаючими. Останнє явище визначає швидкодія діодів і характеризується спеціальним параметром - часом відновлення $t_{вос}$ його зворотного опору. Час відновлення зворотного опору $t_{вос}$ - інтервал часу від моменту переключення до моменту, коли зворотний струм зменшується до заданого рівня відліку $I_{отс}$.

Другий елемент позначення імпульсних діодів літера Д. В якості імпульсних успішно використовуються точкові і мікросплавні діоди, швидкодія яких збільшується шляхом підбору легуючої домішки, яка зменшує час життя неосновних носіїв. Такою домішкою до напівпровідника n -типу, наприклад, може бути золото.

Другим шляхом зменшення часу є використання бази з нерівноважною концентрацією домішки. Це можна одержати, наприклад, дифузією акцепторів в напівпровідник n -типу.

В якості імпульсних широке застосування знаходять діоди Шотки.

Основними спеціальними параметрами імпульсних діодів є:

- імпульсна пряма напруга $U_{пр.і}$, яка визначається як пікове значення прямої напруги на діоді при заданому імпульсі прямого струму;
- час устанавлення прямої напруги;

– час відновлення зворотного опору.

Час відновлення зворотного опору вказується в третьому елементі позначення діода згідно табл. 2.1. Інколи замість $t_{вст}$ в довідниках приводять заряд переключення $Q_{пер}$, який становить частину накопиченого заряду, яка витікає в зовнішнє коло діода при зміні напрямку струму з прямого на зворотний.

Таблиця 2.1
Час відновлення зворотнього опору

$t_{вст}$	$150 \text{ нс} < t_{вст}$	$30 \text{ нс} < t_{вст} \leq 150 \text{ нс}$	$5 \text{ нс} < t_{вст} \leq 30 \text{ нс}$	$1 \text{ нс} < t_{вст} \leq 5 \text{ нс}$	$t_{вст} \leq 1 \text{ нс}$
Третій елемент позначення	5	6	7	8	9

Приклад позначення імпульсних напівпровідникових діодів:

2Д504А кремнієвий, імпульсний, використовується в пристроях спеціального призначення, час відновлення зворотного опору більший 150 нс, номер розробки 04, група А.

Більшість імпульсних діодів має металоскляне або скляне конструктивне оформлення.

Надвисокочастотний діод (НВЧ діод) - напівпровідниковий діод, призначений для перетворення обробки надвисокочастотного сигналу (до десятків і сотень гігерц). Надвисокочастотні діоди широко застосовуються в пристроях генерації та посилення електромагнітних коливань НВЧ діапазону, множення частоти, модуляції, регулювання та обмеження сигналів і т.п.

Типовими представниками цієї групи діодів є змішувальні (одержання сигналу суми або різниці двох частот), детекторні (виділення постійної складової НВЧ сигналу) і переключательні (управління рівнем потужності надвисокочастотного сигналу) діоди.

2.3 Напівпровідникові стабілітрони

Напівпровідниковими **стабілітронами** називають діоди, які призначені для стабілізації рівня напруги в схемі. Для цього використовують прилади, в яких на вольт-амперній характеристиці існує ділянка зі слабкою залежністю напруги від протікаючого струму. Така ділянка спостерігається на зворотній гілці вольт-амперної характеристики кремнієвого діода в режимі лавинного або тунельного пробую. Саме тому площинні кремнієві діоди і використовуються як напівпровідникові стабілітрони. Другим елементом позначення цих діодів є літера С.

Вольт-амперна характеристика напівпровідникового стабілітрона зображена на рис. 2.7. На характеристиці точками А і Б показані границі робочої ділянки. Положенню точки А відповідає напруга пробую p - n -переході, яка залежить від

питомого опору початкового матеріалу, який визначається концентрацією домішок. Точка Б відповідає граничному режиму, в якому на стабілітроні розсіюється максимально допустима потужність.

У випадку великої концентрації домішок p - n перехід має незначну ширину (тонкий) і в ньому навіть при малих напругах виникає електричне поле, яке приводить до тунельного пробію. При малій концентрації домішки p - n -перехід має значну ширину і лавинний пробій настає раніше, ніж напруженість електричного поля стане достатньою для тунельного пробію. Таким чином, підбором питомого опору кремнію можна одержати потрібну напругу стабілізації.

Практично при напругах стабілізації нижче 6 В має місце лише тунельний пробій, а при напругах вище 8 В — лавинний. В інтервалі від 6 до 8 В спостерігаються обидва види пробію.

Концентрація домішок впливає не лише на величину напруги пробію, але і на хід вольт-амперної характеристики при зміні температур.

При малій концентрації домішки (широкий p - n перехід) збільшення температури супроводжується зростанням числа носіїв заряду і зменшенням їх рухомості.

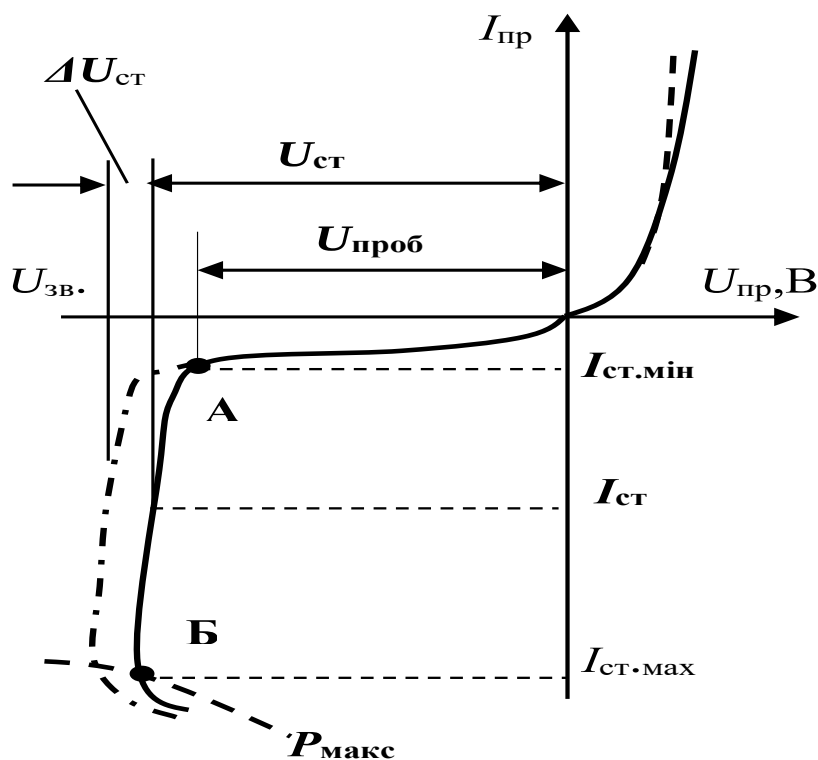


Рис. 2.7 Вольт-амперна характеристика напівпровідникового стабілітрону

Саме тому в таких переходах з ростом температури розвиток лавинного процесу наростання носіїв зарядів внаслідок ударної іонізації починається при значно більший зворотній напрузі. Цьому випадку відповідає пунктирна крива на рис. 2.7.

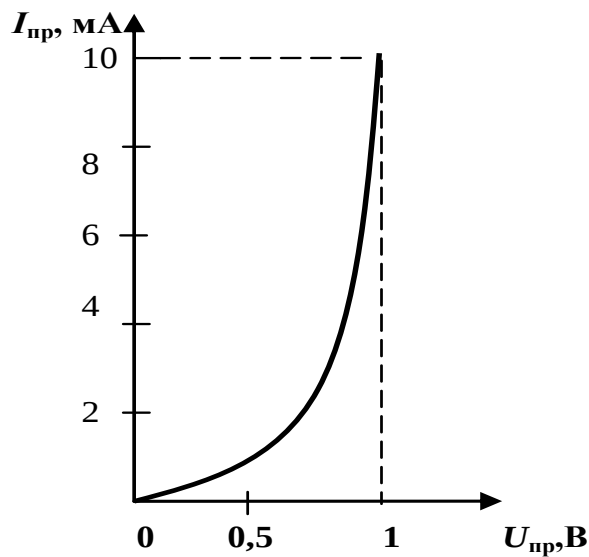


Рис. 2.8 Вольт-амперна характеристика стабістора

При великій концентрації домішок (вузький p - n перехід) електричний пробій зумовлюється тунельним переходом електронів через потенціальний бар'єр. З ростом температури зменшується ширина забороненої зони, що приводить до зменшення потенціального бар'єру і збільшенню числа носіїв, які здійснюють тунельний перехід в сусідню область. Отже, в цьому випадку збільшення температури приводить до зменшення напруги пробою і зміщенню зворотної гілки вольт-амперної характеристики вправо.

Для стабілізації низьких напруг (порядку одного вольт) використовують пряму гілку вольт-амперної характеристики діода при $U_{пр} > U_k$. В цьому режимі також спостерігається слабка залежність напруги на діоді від протікаючого струму. Такі прилади називають **стабісторами**. Характеристика стабістора показана на рис. 2.8.

Кращі параметри порівняно з кремнієвими мають стабістори, виготовлені з селену.

Напівпровідникові стабілітрони характеризуються такими **основними** параметрами:

- напругою стабілізації $U_{ст}$ значенням напруги на стабілітроні при протіканні заданого струму стабілізації $I_{ст}$;
- допустимим відхиленням напруги стабілізації від номінального значення, яке визначається при нормальному струмі стабілізації і виражається абсолютним значенням або відносним $[(\Delta U_{ст.ном} / U_{ст}) \cdot 100\%]$;

- максимально допустимою потужністю розсіювання $P_{\max}$, при якій забезпечується задана надійність;

- мінімально допустимим струмом стабілізації $I_{\text{ст.мін}}$; при струмах, менших $I_{\text{ст.мін}}$, пробій стає нестійким і не забезпечується задана надійність роботи;

- максимально допустимим струмом стабілізації $I_{\text{ст.мак}}$, при якому забезпечується задана надійність; величина цього струму визначається максимально допустимою потужністю розсіювання $P_{\max}$;

- диференціальним опором $r_{\text{ст}} = \frac{dU_{\text{ст}}}{dI_{\text{ст}}}$, тобто відношенням приросту напруги стабілізації до приросту струму в заданому діапазоні частот;

- температурним коефіцієнтом напруги стабілізації (ТКН) $\alpha_{\text{ст}} \left(\frac{\%}{^{\circ}\text{C}} \right)$, який визначається відношенням відносної зміни напруги стабілізації $(\Delta U_{\text{ст}} / U_{\text{ст}})$ до абсолютної зміни температури оточуючого середовища ($T_{\text{оточ}}$) при незмінному струмі

стабілізації $\alpha_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{ст}}}{U_{\text{ст}} \Delta T_{\text{оточ}}}$.

Внаслідок різного характеру впливу температури на напругу пробою і, отже, на напругу стабілізації, низьковольтні стабілітрони, які виготовлені з сильно легованих напівпровідників (напівпровідників з великою концентрацією домішок), мають негативний ТКН, а високовольтні, які виготовлені з слабо легованих напівпровідників, мають позитивний ТКН.

Для зменшення температурних змін напруги стабілізації (зменшення ТКН) використовують такі способи.

Послідовно з стабілітроном, який має позитивний ТКН і працює при зворотній напрузі, включають один або декілька діодів в прямому напрямку. Такий спосіб компенсації температурних змін напруги стабілізації застосовується в прецизійних стабілітронах типу Д818. Електронно-діркові переходи цих стабілітронів виготовляють дифузійно-сплавним методом, який дозволяє одержати в кристалі кремнію декілька p - n переходів. Одержані p - n переходи з'єднують послідовно. Причому основний p - n перехід включають в зворотному напрямку, а інші – в прямому. При підвищенні температури напруга на основному p - n переході зростає, а на додаткових падає. Таким способом можна зменшити величину ТКН до 0,001 % C.

Іншим способом зменшення температурних змін напруги стабілізації є послідовне включення з стабілітроном терморезисторів з протилежним температурним коефіцієнтом опору (ТКО).

В стабілітронах великої потужності використовується система примусового охолодження.

Умовне графічне позначення стабілітрона і стабістора показано на рис. 2.9.

Області застосування стабілітронів.

В основному стабілітрони застосовуються для стабілізації напруги. Схема стабілізатора показана на рис. 2.10.

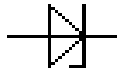


Рис.2.9 Графічне зображення стабілітрона і стабістора

Стабілітрон з'єднують паралельно навантаженню R_H , а в загальне коло включають обмежувачий резистор R , який є функціональнонеобхідним елементом.

Для схеми, зображеної на рис. 2.10, справедливе рівняння:

$$E = (I_{ст} + I_H)R + U_{ст} = (I_{ст} + \frac{U_{ст}}{R_H})R + U_{ст} \quad (2.1)$$

Після перетворення одержимо:

$$I_{ст} = \frac{E}{R} - \frac{R + R_H}{RR_H} U_{ст} \quad (2.2)$$

На основі рівняння (2.2) може бути побудована лінія навантаження, точка пересічення якої з вольт-амперною характеристикою є робочою. При зміні напруги джерела живлення E лінія навантаження зміщується паралельно самій собі (рис. 2.11, а), а при зміні опору навантаження змінюється її нахил (рис. 2.11, б).

При цьому, якщо робоча точка не виходить за межі ділянки АБ, то напруга на навантаженні залишається практично незмінною. Отже, в даній схемі напруга на навантаженні залишається постійною в деяких межах змін напруги живлення і опору самого навантаження.

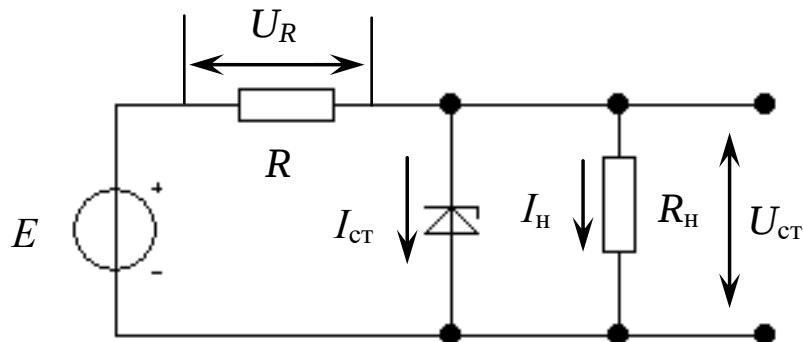


Рис. 2.10. Схема стабілізації напруги

фізичної точки зору, принцип стабілізації в даній схемі пояснюється таким чином. Збільшення напруги джерела живлення на величину E приводить до збільшення загального струму в колі $I = I_{\text{ст}} + I_{\text{н}}$.

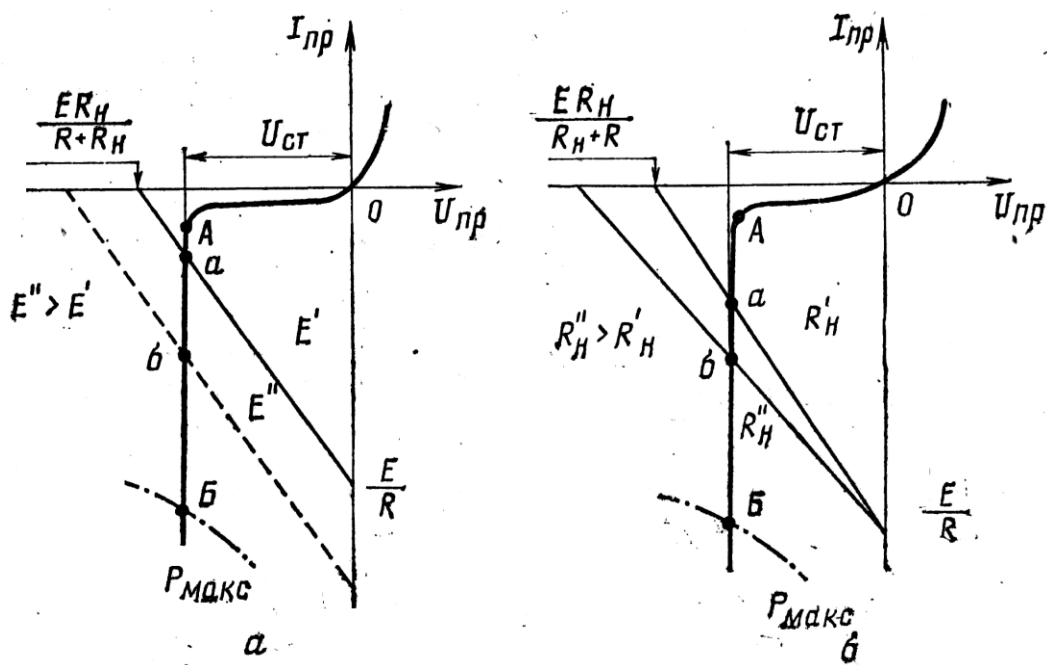


Рис. 2.11 Пояснення роботи стабілізатора напруги

Оскільки при зміні струму через стабілітрон напруга на ньому практично залишається незмінною і дорівнює напрузі стабілізації, то зміною струму навантаження $I_{\text{н}}$ можна знехтувати. Приріст напруги джерела живлення на величину E майже цілком відбудеться на обмежуючому резисторі R . При зменшенні напруги джерела живлення на величину ΔE загальний струм в колі зменшиться, що приведе до зменшення струму через стабілітрон. Якщо зменшення струму через стабілітрон не вийшло за межі стабілізації, то в цьому випадку при незмінності постійної напруги на навантаженні напруга на резисторі R зменшиться на величину ΔE . Таким чином, наявність обмежуючого резистора R в розглянутій схемі стабілізатора напруги є принципово необхідною.

Зміна опору навантаження при незмінній напрузі джерела живлення не приводить до зміни напруги на обмежуючому резисторі R , а викликає зміну струму, який тече через стабілітрон.

Крім стабілізації постійної напруги стабілітрони використовуються в стабілізаторах і обмежувачах імпульсної напруги, в схемах випрямлення, у вигляді ємностей, які управляються, генераторів шуму і елементів міжкаскадних зв'язків в підсилювачах постійного струму та імпульсних пристроях.

2.4 Варикапи

Варикапами називають напівпровідникові діоди, в яких використовується залежність бар'єрної ємності $p-n$ - переходу від зворотної напруги. Вони використовуються як конденсатори з ємністю, яка управляється напругою.

Другим елементом їх позначення є літера В, і вони діляться на підстроєчні (третій елемент позначення □ 1) і перемножувальні або варактори (третій елемент позначення □ 2).

Умовне графічне позначення варикапа показано на рис. 2.12.

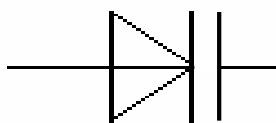


Рис. 2.12. Умовне графічне зображення варикапа

Підстроєчні варикапи використовуються, наприклад, для зміни резонансної частоти коливальних систем. На рис. 2.13 зображений коливальний контур, який перестроюється за допомогою варикапа.

В цій схемі конденсатор C запобігає замиканню напруги зміщення через котушку індуктивності L . Його ємність звичайно значно перевищує ємність варикапа □ діода VD_1 .

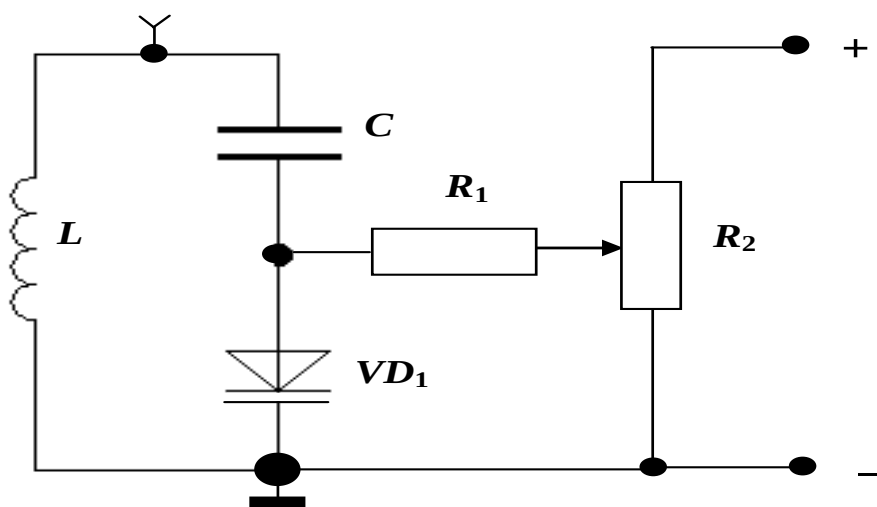


Рис. 2.13 Схема включення варикапа

Саме тому резонансна частота контуру визначається за формулою:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_B}},$$

де:

C_B – ємність варикапа.

Регулюванням напруги зміщення, яка подається на діод з потенціометра R_2 через резистор R_1 , можна змінювати ємність діода і, отже, резонансну частоту коливального контуру.

Резистор R_1 запобігає можливості шунтування коливального контуру при переміщенні повзунка потенціометра. Опір резистора R_1 вибирають більше резонансного опору контуру.

Варактори застосовуються для перемноження частоти сигналу. При цьому використовується нелінійність вольт-фарадної характеристики $C = f(U_{зв})$.

Основними параметрами варикапів є:

- номінальна ємність C_B , яка вимірюється при заданій зворотній напрузі $U_{зв}$;
- коефіцієнт перекриття ємності K_c , який визначається відношенням ємностей варикапа при двох заданих значеннях зворотної напруги;
- максимально допустима постійна зворотна напруга $U_{зв. max}$;
- добротність Q , яка визначається як відношення реактивного опору варикапа до опору втрат.

Основною характеристикою варикапа служить вольт-фарадна характеристика (рис 2.14) - залежність ємності варикапа C_B від значення прикладеної зворотної напруги. У випускаються промисловістю варикапах значення ємності C_B може змінюватися від одиниць до сотень пікофарад.

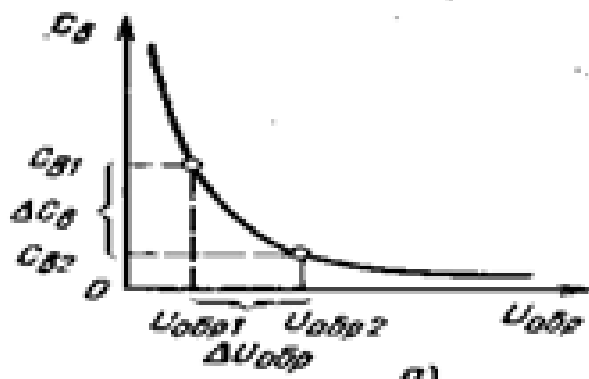


Рис.2.14 Вольт-фарадна характеристика варикапа

На добротність варикапів значно впливають параметри еквівалентної схеми діода. Рівняння для повного опору варикапа можна записати у вигляді:

$$Z_{зв} = r_1 + \frac{r_{д.зв}}{1 + j\omega C_B r_{д.зв}} \quad (2.3)$$

На основі цього рівняння можна записати:

$$Q = \frac{x_c}{R} = \frac{\omega C_B r_{д.зв}}{r_1 \omega^2 C_B^2 r_{д.зв} + \frac{r_1}{1 + r_{д.зв}}} \quad (2.4)$$

В області низьких частот: $\omega^2 C_B^2 r_{д.зв} r_1 \ll 1 + \frac{r_1}{r_{д.зв}}$ і $Q \approx \omega C_B r_{д.зв}$.

На високих частотах: $\omega^2 C_B^2 r_{д.зв} r_1 \gg 1 + \frac{r_1}{r_{д.зв}}$, і можна вважати, що $Q \approx \frac{1}{\omega C_B r_1}$.

Отже, для збільшення добротності необхідно збільшувати зворотний опір p - n переходу і зменшувати опір бази.

Для одержання малого опору бази для варикапа використовують структуру p^+n - n^+ в якій база складається з двох шарів: n і n^+ . Високоомний n -шар бази має малу товщину (до 10 мкм), тому зворотно зміщений p - n -перехід майже цілком розміщується в цій області. Опір бази в цьому випадку утворюється лише сильно легованою n -областю і має малу величину.

Така структура крім зменшення опору бази дозволяє значно збільшити зворотну напругу варикапа. Для збільшення опору p - n переходу при його зворотному зміщенні початковим матеріалом в варикапах служить кремній. Варикапи знайшли широке застосування для підсилення і генерування сигналів діапазону НВЧ (в так званих параметричних підсилювачах), для перемноження частоти в широкому діапазоні частот (в тому числі в діапазоні НВЧ), для електронної зміни частоти коливальних контурів в діапазонах КХ, УКХ і ДЦХ і для деяких других цілей.

2.5 Тунельні діоди

Тунельними і оберненими називають діоди, дія яких основана на використанні тунельного ефекту, який полягає в тому, що електрон, який має енергію, меншу висоти потенціального бар'єра, при деяких умовах може проникнути через цей бар'єр. Другим елементом їх позначення являється літера И.

Тунельний діод - займає особливе місце серед напівпровідникових діодів через властивості йому внутрішньої позитивного зворотного зв'язку по напрузі і хороших динамічних властивостей. Його ВАХ має ділянку негативного диференціального опору (ділянка АВ на рис.2.15). Це пояснюється тим, що при дуже малих товщинах запірного шару (10 ... 10 нм і менше) спостерігається тунельний перехід зарядів з валентної зони в зону провідності. Тунельний діод, завдяки своїй ВАХ, знайшов широке застосування в якості ключового тензодатчика.

Тунельний діод виготовляється з германію або арсеніду галію з дуже великою

концентрацією домішок, тобто з дуже малим питомим опором. Такі напівпровідники з малим опором називають виродженими. Це дозволяє отримати дуже вузький p - n -перехід. У таких переходах виникають умови для відносно вільного тунельного проходження електронів через потенційний бар'єр (тунельний ефект). Тунельний ефект приводить до появи на прямій гілці ВАХ діода ділянки з від'ємним диференціальним опором.

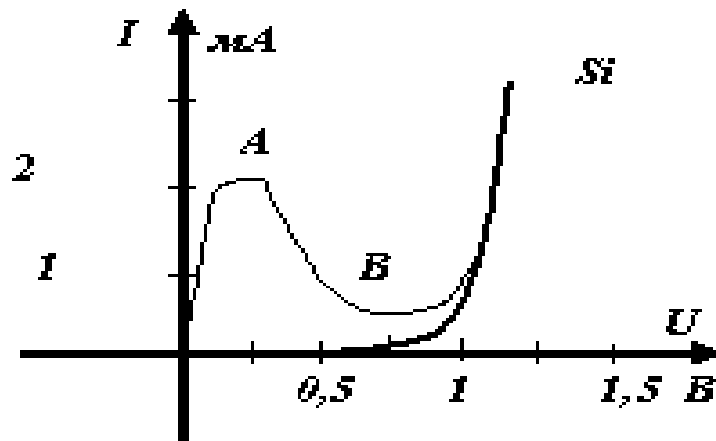


Рис. 2.15 Вольт-амперна характеристика тунельного діода

Тунельний ефект полягає в тому, що при достатньо малій висоті потенційного бар'єру можливе проникнення електронів через бар'єр без зміни їх енергії.

Будова і вольт-амперна характеристика.

Тунельний перехід електронів через p - n -перехід можливий, якщо товщина переходу мала і якщо енергетичним рівням, заповненим електронами в одній області, відповідають такі ж вільні дозволені енергетичні рівні в сусідній області. Ці умови виконуються в p - n -переходах, утворених напівпровідниками з високою концентрацією домішок (10^{19} – 10^{21} см³). При цих умовах ширина p - n -переходу має порядок 10^{-6} см, що зумовлює високу напруженість електричного поля в переході і імовірність тунельного проходження електронів через його потенціальний бар'єр. В напівпровідниках з такою концентрацією домішок атоми домішки взаємодіють між собою і їх рівні розщеплюються в зони, які примикають в напівпровіднику p -типу до валентної зони, а в напівпровіднику n -типу до зони провідності. Такі напівпровідники називають виродженими. В них рівні Ферма розміщені в зоні провідності n -області і в валентній зоні p -області.

Вигляд вольт-амперної характеристики можна пояснити за допомогою енергетичних діаграм (рис. 2.16). При побудові діаграм припускається, що в зоні провідності n -області всі рівні від $W_{\text{дп}}$ до $W_{\text{фп}}$ зайняті електронами, а рівні, розміщені вище $W_{\text{фп}}$, вільні. В валентній зоні p -області всі рівні від $W_{\text{вр}}$ до $W_{\text{фр}}$ вільні, а рівні нижче $W_{\text{фр}}$ зайняті електронами (рівні, зайняті електронами, заштриховані). Ці

припущення ідеалізують картину, але дозволяють спростити вивчення процесів проходження струму, що допустимо при розгляданні принципу роботи діода.

При відсутності зовнішньої напруги $U = 0$ (рис. 2.16 а) рівень Ферма однаковий для всієї системи ($W_{\text{фп}} = W_{\text{фр}}$) і проти зайнятих електронами рівнів p -області розміщуються зайняті рівні n -області. Тунельний перехід електронів неможливий і струм дорівнює нулю.

При подачі прямої напруги $U_{\text{пр}}$ рівні Ферма зміщуються на величину (рис. 2.16 б) і проти частини енергетичних рівнів, зайнятих електронами в n -області (подвійне штрихування), виявляються вільні рівні в p -області. В результаті відбувається тунельний перехід електронів з n -області в p -область і тече прямий тунельний струм, величина якого пропорційна площі перекриття вільних дозволених енергетичних рівнів валентної зони і заповнених енергетичних рівнів зони провідності n -області.

Тунельний струм буде збільшуватися до тих пір, поки перекриття не стане максимальним (рис. 2.16 в). Подальше збільшення прямої напруги зменшує площу перекриття відповідних рівнів, і тунельний струм падає (рис. 2.16 г). При деякій прямій напрузі зайняті електронами енергетичні рівні зони провідності n -області виявляються повністю розміщеними проти енергетичних рівнів забороненої зони p -області. Тунельний перехід в цьому випадку виявляється неможливим і тунельний струм закінчується.

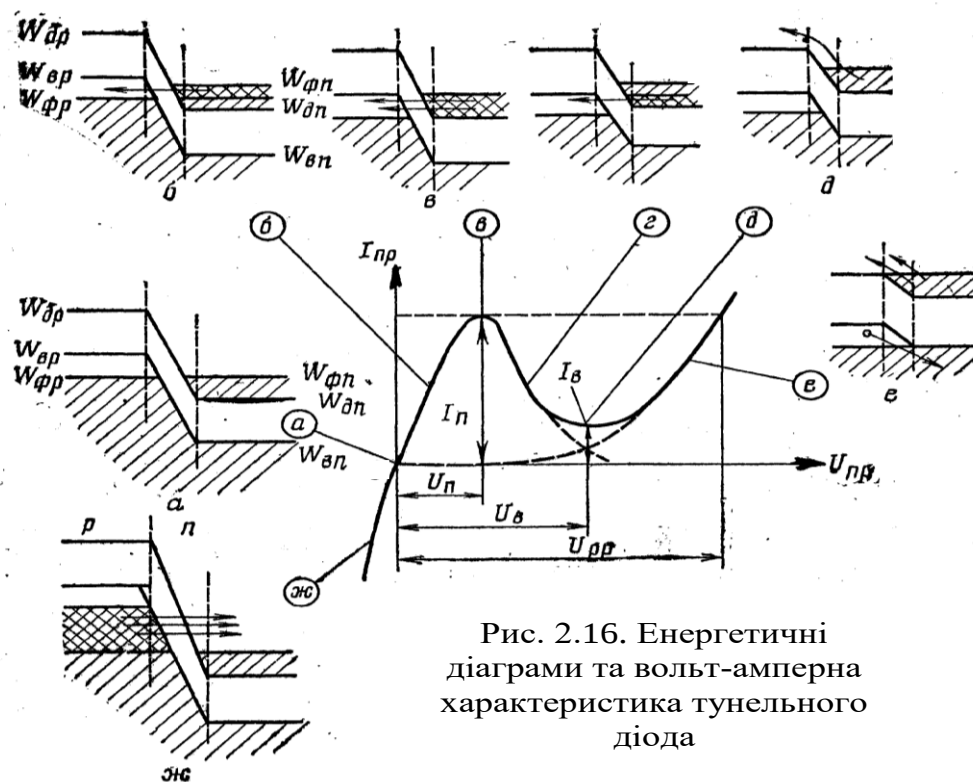


Рис. 2.16. Енергетичні діаграми та вольт-амперна характеристика тунельного діода

Наряду з тунельним переходом електронів при прямих напругах в діоді існують інжекція електронів з n -області в p -область і інжекція дірок з p -області в n -область, що викликає протікання через тунельний діод дифузійного струму, як і у звичайних

діодів. Таким чином, струм тунельного діода при прямому включенні має дві складові: тунельну і дифузійну.

Якщо діод включається в зворотному напрямку, то рівні Ферма зміщуються так, як показано на рис. 2.16 ж, і з'являється можливість тунельного переходу електронів з заповнених рівнів валентної зони p -області на вільні рівні зони провідності n -області. Це приводить до появи значного зворотного тунельного струму.

Необхідно сказати, що величина струму в мінімумі вольт-амперної характеристики перевищує суму тунельного і дифузійного струмів. Появу додаткового струму, який зветься надмірним, зв'язують з наявністю рівнів пасток в забороненій зоні, проте природа його ще вивчена недостатньо.

Електронно-діркові переходи тунельних діодів одержують в основному методом вплавлення, при цьому початковими матеріалами служать германій, арсенід і антимонід галія. Умовне графічне позначення тунельних діодів показано на рис. 2.17.

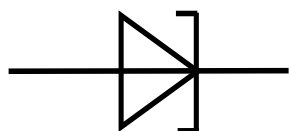


Рис. 2.17 Умовне графічне зображення тунельних діодів

Оскільки для виготовлення тунельних діодів використовуються вироджені напівпровідники, які за характером провідності приближаються до металів, то робоча температура цих діодів досягає 400^0 C .

Недоліком тунельних діодів являється мала потужність внаслідок низьких робочих напруг (десяті частки вольтів) і незначні площі переходу.

Параметри і області застосування.

Основними параметрами тунельних діодів є:

- напруги U_n і U_v ;
- струми I_n і I_v ;
- відношення струмів I_n/I_v ;
- напруга розтину U_{rp} , яка дорівнює прямій напрузі, більшій U_v , при якій струм дорівнює епіковому;
- ємність діода C_d ;
- негативна провідність $g_{пер} = dI/dt$, яка визначається на середині падаючої ділянки вольт-амперної характеристики;
- опір втрат r_d .

Параметри залежать від вибору напівпровідника (ширини забороненої зони) і від ступеню його легування. Збільшення концентрації донорів приводить до зростання I_n і I_g . Підвищення концентрації акцепторів збільшує I_n , U_n , I_v , U_v . Напруги U_n і U_{pp} зростають при збільшенні ширини забороненої зони.

Час тунельного проходження електронів через p - n перехід складає 10^{-13} с. В дійсності тунельні діоди працюють з меншою швидкістю з-за ємності діода і втрат. Гранична або резистивна частота, на якій активна складова повного опору кола, показаного на рис. 2.18 (еквівалентна схема тунельного діода), стає рівною нулю, знаходиться за формулою:

$$f_r = \frac{g_{\text{пер}}}{2\pi C} \sqrt{\frac{1}{g_{\text{пер}} r_n} - 1} \dots\dots\dots (2.5)$$

Максимальне значення цієї частоти досягається при $r_n = \frac{1}{2g_{\text{пер}}}$ та $f_{\text{max}} = \frac{1}{4\pi r_n C}$

Отже, частотні якості тунельного діода визначаються постійною часу $r_n C$.

По призначенню тунельні діоди діляться:

- на підсилювальні (третій елемент позначення □ 1);
- на генераторні (третій елемент позначення □ 2);
- на переключні (третій елемент позначення 3).

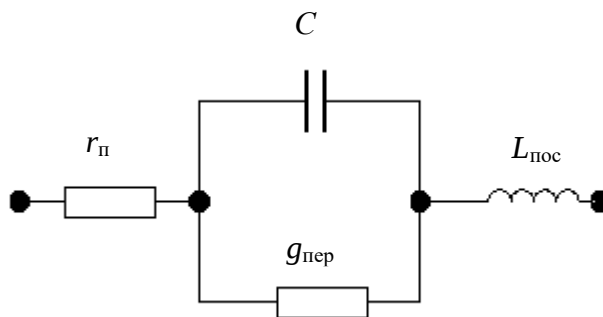


Рис. 2.18 Еквівалентна схема тунельного діода

Приклади позначення тунельних діодів:

АИ201Г □діод тунельний генераторний, призначений для пристроїв широкого використання, з арсеніду галія, номер розробки 01, група Г.

ЗИ306Е □діод тунельний переключний, використовується в пристроях спеціального призначення, з арсенідугалія, номер розробки 06, група Е.

Тунельні діоди дозволяють будувати підсилювачі, генератори, змішувачі в діапазоні хвиль аж до міліметрових. На тунельних діодах можна будувати і різні імпульсні пристрої: тригери, мультивібратори і спускові схеми з дуже малим часом переключення.

2.6 Обернені діоди

Оберненими називають напівпровідникові діоди, в яких внаслідок тунельного ефекту провідність при зворотній напрузі значно більша, ніж при прямій.

При включенні такого діода в зворотному напрямку за рахунок тунельного ефекту електрони з валентної зони p -області переходять на вільні рівні зони провідності n -області і через p - n -перехід тече значний зворотний струм. Якщо діод включити в прямому напрямку, то перекриття зон не відбувається, тунельний ефект не проявляється і прямий струм буде визначатися лише дифузійним струмом. Вольт-амперна характеристика оберненого діода показана на рис. 2.19, а. Оскільки у цих діодів прямий струм менше зворотного, то вони називаються **оберненими**.

Умовне графічне позначення оберненого діода показано на рис. 2.19 б, третім елементом позначення обернених діодів є цифра 4.

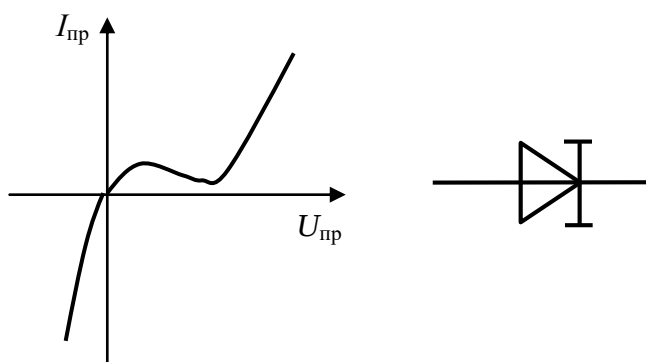


Рис. 2.19 Вольт-амперна характеристика оберненого діода та його графічне зображення

Мала інерційність, яка зв'язана з тунельним проходженням струму, і значна кривизна характеристики зумовлюють можливість використання обернених діодів в детекторах і змішувачах діапазонів НВЧ, в якості переключальних і таке інше.

Приклад позначення оберненого діода: 3И402Б □ діод обернений, призначений для роботи в пристроях спеціального призначення, з арсеніду галія, номер розробки 02, група Б.

Тунельні діоди використовують для генерації і посилення електромагнітних коливань, а також в швидкодіючих перемикаючих і імпульсних схемах.

2.7 Параметричні і перемножувальні діоди

Параметричними називають діоди, призначені для роботи в параметричних підсилювачах. В основу роботи параметричних діодів покладена періодична зміна одного з реактивних параметрів (L або C) коливальної системи. Відомо, що в коливальній системі підтримуються незатухаючі коливання, якщо існуючі в ній втрати енергії поповнюються від зовнішнього джерела. Нехай в коливальному контурі існує можливість практично без інерційно змінювати ємність конденсатора C . Допустимо, що в контурі збуджені коливання (рис. 2.20, а), а ємність конденсатора зменшується, коли напруга на ньому максимальна, і збільшується, коли напруга дорівнює нулю (рис. 2.20, б). Напруга U на конденсаторі зв'язана з його зарядом Q і ємністю C співвідношенням $U = Q/C$. Саме тому зменшення ємності C приводить до зростання напруги на конденсаторі.

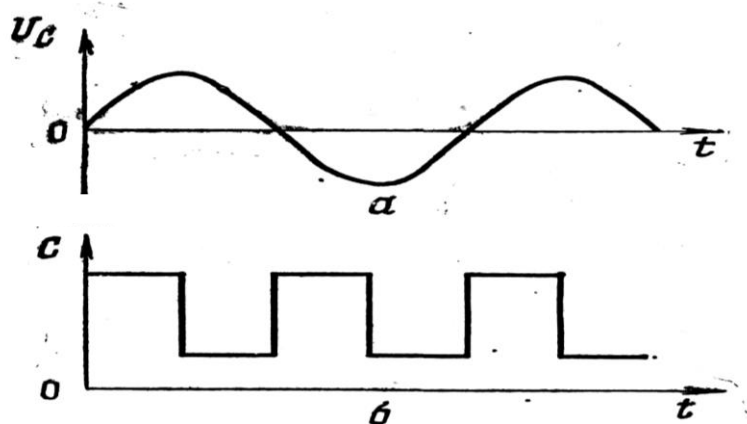


Рис. 2.20. Пояснення принципу параметричного підсилення

Збільшення ємності конденсатора відбувається в момент, коли його заряд і напруга на ньому дорівнюють нулю. В результаті напруга на контурі буде збільшуватися доти, доки не зрівняються втрати енергії в контурі і затрати енергії на змінюємості конденсатора.

Параметричні діоди, ємність p - n -переходу яких змінюється напругою від генератора накачки, використовуються як конденсатори, які управляються електрично.

Таким чином, цідіоди є різновидністю варикапів. В третьому елементі позначення параметричних діодів використовується цифра 4.

Основними параметрами параметричних діодів є:

ємність переходу $C_{\text{пер}}$;

ємність корпусу $C_{\text{кор}}$;

послідовна індуктивність $L_{\text{пос}}$;

напруга пробою $U_{\text{проб}}$;

зворотний струм $I_{\text{зв}}$;

постійна часу $\tau = C_{\text{пер}} r_1$;

діапазон робочих частот і температур.

Перемножувальні діоди використовуються в перемножувачах частоти і виконують в діапазоні НВЧ роль, аналогічну перемножувальним варикапам. В третьому елементі позначення цих діодів використовується цифра 6.

Основними параметрами є:

ємність діода C_d ;

індуктивність $L_{\text{пос}}$;

гранична частота f_{max} .

Наприклад, діод 3А603 В має: $C_d = 0,5 - 1,2$ пФ; $L_{\text{пос}} = 1,7$ нГ; $f_{\text{max}} = 200$ ГГц.

2.8 Регулюючі діоди

Регулюючими називають напівпровідникові діоди, призначені для переключення, обмеження і модуляції сигналів НВЧ. В третьому елементі позначення цих діодів використовується цифра 5.

В **обмежувальних** діодах використовується залежність повного опору діода від потужності підведеного сигналу НВЧ. При значних рівнях потужності повний опір діода зумовлюється в основному опором бази, який виконує роль обмежувача потужності, яка проходить по лінії передачі.

Робота **переключних і модуляційних** діодів основана на зміні їх повного опору в залежності від величини і полярності напруги зміщення. Їх поділяють на резонансні діоди і діоди *p-i-n* структури.

В **резонансних** діодах використовується можливість одержання послідовного або паралельного резонансу контуру, складеного з реактивності діода. При

зворотному зміщенню опір *p-n* переходу значний, виконується умова $r_d \gg \frac{1}{\omega C_{\text{пер}}}$ і еквівалентна схема діода перетворюється в схему, яка зображена на рис. 2.21 а.

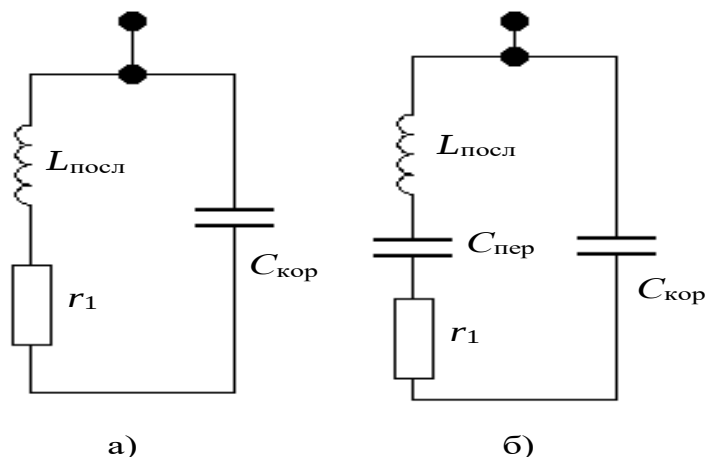


Рис. 2.21 Еквівалентна схема резонансного регулюючого діода

При прямому зміщенні опір p - n переходу дуже малий, виконується умова

$$r_d \ll \frac{1}{\omega C_{\text{пер}}}$$

і $r_d < r_1$ еквівалентна схема приймає вигляд, показаний на рис. 2.21 б.

Параметри еквівалентної схеми підбирають таким чином, що при прямому зміщенні виникає резонанс паралельного контуру з $L_{\text{пос}}$ і $C_{\text{кор}}$, який характеризується значним опором. При зворотному зміщенні настає резонанс послідовного контуру $L_{\text{пос}}$, $C_{\text{пер}}$ і опір різко зменшується. Таким чином, можна міняти повний опір діода, включеного в лінію передачі, і комутувати енергію НВЧ коливань.

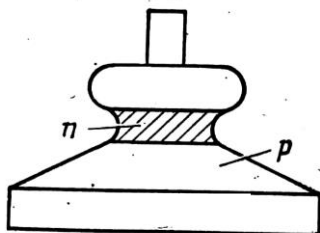


Рис. 2.22 Переключаючий діод з мезоструктурним p - n -переходом

Найбільше поширення дістали резонансні кремнієві і германієві діоди з мезоструктурними p - n переходами, одержаними методами дифузії (рис. 2.22). Ці діоди дозволяють комутувати НВЧ сигнал потужністю до 1 кВт в імпульсному режимі і до 10 Вт – в безперервному з часом переключення, який не перевищує 20 нс.

Для підвищення рівня потужності, яка комутується, необхідно збільшувати площу переходу, що приводить до зростання його ємності.

Збільшення площі переходу при незначній ємності досягається в p - i - n діодах.

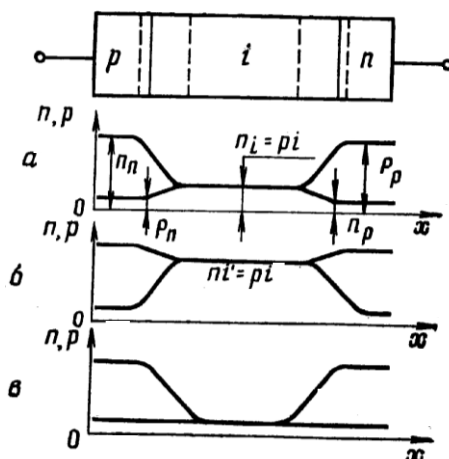


Рис. 2.23 Структура p - i - n – переходу й розподілення концентрації носіїв заряду

Напівпровідникова структура цих діодів являє собою пластинку кремнію, на двох протилежних сторонах якої шляхом введення домішок одержані напівпровідники з провідністю p і n .

На рис. 2.23 а показана p - i - n структура і розподіл в ній носіїв зарядів. При включенні діода в прямому напрямку (рис. 2.23 б) спостерігається інжекція електронів (з напівпровідника n -типу) і дірок (з напівпровідника p -типу) в i -область.

Збільшення концентрації носіїв зарядів в i -області приводить до різкого зменшення опору структури в цілому. При зворотному включенні (рис. 2.23 в) діода i -область збіднюється носіями зарядів і опір структури різко зростає. Потужність сигналу, який комутується, p - i - n діодами може досягати сотень кіловат в імпульсі. Проте час переключення в цих діодах більший, ніж у резонансних, тому що в основу їх роботи покладені інерційні процеси інжекції і розсмоктування носіїв зарядів.

Прикладами переключених діодів служать: резонансний ГА501А, розрахований на комутацію імпульсної потужності 2 Вт, а безперервної $\square$ 0,8 Вт на довжині хвилі 3 см; з p - i - n -структурою 2А511А, який дозволяє комутувати сигнали потужністю 10 кВт в дециметровому і сантиметровому діапазонах хвиль.

2.9 Генераторні діоди

Генераторними називають діоди, які забезпечують одержання коливань НВЧ діапазону. До них відносяться діоди Ганна і лавинно-прольотні діоди. Третій елемент позначення цих діодів $\square$ цифра 7.

Діоди Ганна. В 1963 р. співробітник фірми ІВМ Дж. Ганн виявив, що при підведенні до кристалу арсеніду галія напруги, яка створює напруженість електричного поля більше 10 В/см, виникають коливання високої частоти. Досліди показали, що таке явище, назване ефектом Ганна, спостерігається і в кристалах деяких інших сполучень.

Основною причиною ефекту Ганна є складна структура зони провідності арсеніду галія, яка забезпечує можливість існування легких (швидких) і важких (повільних) електронів. При малих напруженостях електричного поля (мала напруга) електрони знаходяться в районі нижніх рівнів провідності, де їх рухомість висока.

Для цього випадку залежність густини струму від напруженості електричного поля описується рівнянням $j = qn\mu'_n E$ і представлена ділянкою ОА графіка на рис. 2.24.

Тангенс кута нахилу цієї ділянки характеристики β' дорівнює питомій електропровідності $\sigma_1 = qn\mu'_n E$.

За мірою зростання напруженості електричного поля все більша кількість електронів переходить в область високих енергетичних рівнів (кажуть – “в верхню долину”). В цій зоні рухомість електронів μ''_n значно менша і зростання струму

сповільнюється (ділянка АВ на рис. 2.24). При деякій критичній напруженості електричного поля $E_{кр}$ перехід електронів в верхню долину стає настільки інтенсивним, що густина струму зменшується. Це зменшення спостерігається до порогової напруженості поля $E_{пор}$, при якій більшість електронів перейде в верхню долину. Подальше збільшення електричного поля приведе до лінійного зростання густини струму згідно закону $j = qn_n'' E$.

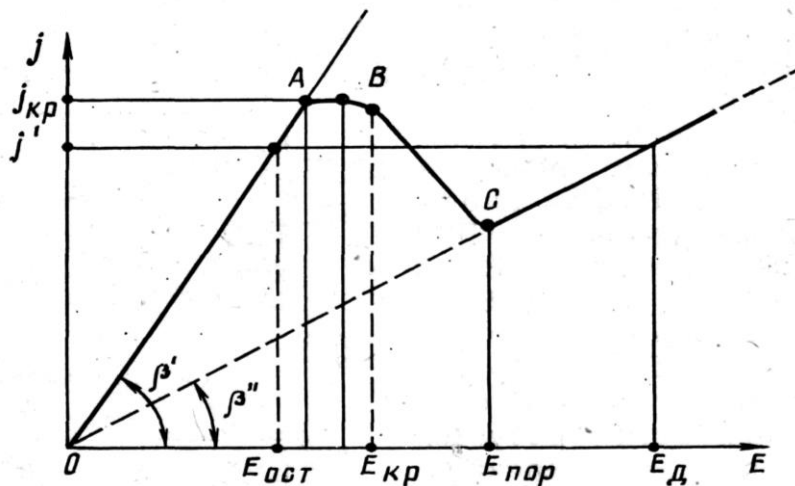


Рис. 2.24 Залежність щільності струму в діоді Ганна від напруженості електричного поля

Очевидно, що $\sigma_1 > \sigma_2 = qn\mu_n$ і $\beta' > \beta''$.

Ділянці ВС характеристики (див. рис. 2.24) відповідає негативна провідність діода.

Критична напруженість поля в кристалі виникає на ділянках з підвищеним опором, які, як правило, розміщуються біля контактів, де існують різні дефекти кристалічної решітки.

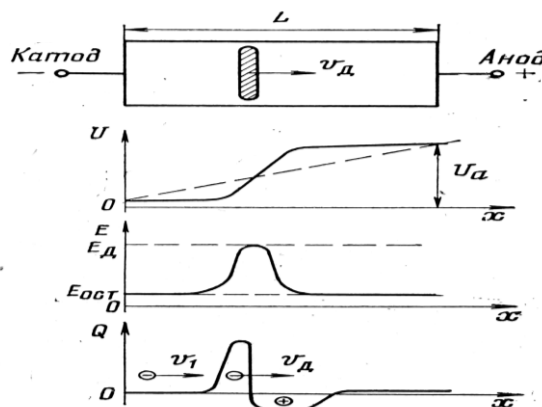


Рис. 2.25 Пояснення утворення електричного домену в діоді Ганна

Звичайно критична напруженість виникає біля негативного електрода (катода). Оскільки в цій області швидкість електронів падає, а опір зростає, то відбувається перерозподіл падіння напруги на напівпровіднику. Падіння напруги і напруженість електричного поля в області з підвищеним опором зростають, а в іншій частині зменшуються (рис. 2.25).

Оскільки в області сильного електричного поля швидкість електронів зменшується, то з сторони катода до області сильного поля примикає негативний об'ємний заряд, зумовлений швидкими електронами з високою рухомістю (μ_n).

Біля іншої сторони області сильного поля утворюється позитивний заряд донорних іонів, який виникає на місці обгоняючих область сильного поля швидких електронів. Області негативного і позитивного зарядів утворюють дипольний шар, який називають електростатичним доменом. Напруженість електричного поля в домені зростає до значення E_d , при якій швидкість електронів в домені і зовні його дорівнюють одна одній. Домен зміщується в сторону анода з дрейфовою швидкістю, яка складає для арсенідугалія 10 м/с.

Під час руху домену в діоді тече струм з густиною j . Через час $T_d = 10^{-5}L$, де L — довжина зразка, домен дійде до анода і руйнується. При цьому відновлюється рівномірний розподіл поля в напівпровіднику, і струм зростає до величини $j_{кр}$, потім знову виникає домен, і процес повторюється, спричиняючи коливання струму в діоді (рис. 2.26).

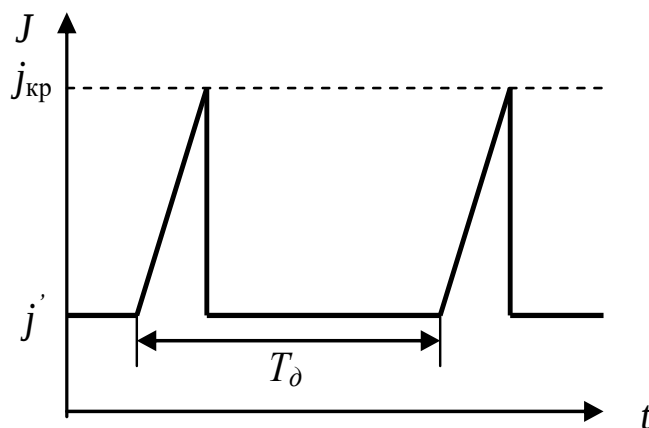


Рис. 2.26. Форма імпульсу струму в діоді Ганна

Величину L важко одержати менше 10 мкм, тому частоти сигналів, генерованих діодами Ганна, не перевищують 10^{10} Гц. При цьому критична напруженість поля досягається при напрузі 5–40 В, що являється перешкодою для одержання значних потужностей коливань.

Ці труднощі можна усунути, якщо діоди використовуються в режимі обмеження накопичення об'ємного (просторового) заряду (ОНОЗ чи ОНПЗ). В режимі

ОНОЗ на діод Ганна діє напруга зміщення $U_{зм}$ і перемінна напруга з амплітудою U_m , яка знімається з коливальної системи, в яку включений діод.

Напруги $U_{зм}$ і U_m підбираються таким чином, що за частину періоду коливань напруженість електричного поля виявляється меншою критичної (рис. 2.27).

До тих пір, поки напруженість поля перевищує критичну, у катода формується домен. Якщо період коливань $T < T_d$, то, коли $U < U_{кр}$, домен починає розсіюватися, не досягаючи анода.

Під час формування домена при збільшенні напруги на діоді струм зменшується, а при зменшенні напруги на діоді струм збільшується. Отже, діод має негативний динамічний опір і в системі можуть підтримуватися коливання.

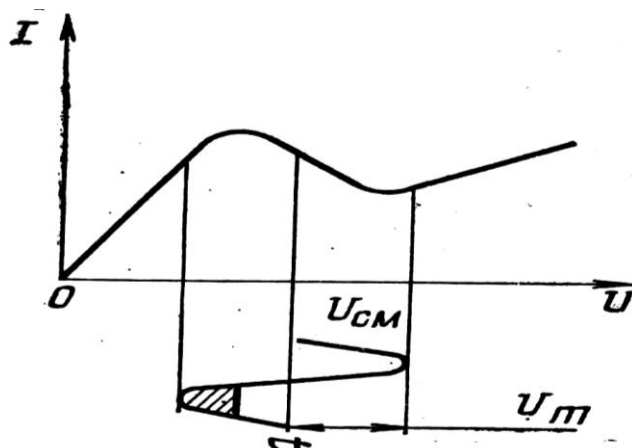


Рис. 2.27. Пояснення ОНПЗ діода Ганна

В цьому режимі частота коливань визначається частотою резонатора, а не часом прольоту домена T_d . Саме тому можуть бути збільшені товщина кристала і, отже, робоча напруга і вихідна потужність.

Досліди показали, що можна створити генератори Ганна потужністю 400 кВ в імпульсі і частотою до 50 ГГц.

2.10 Лавинно-прольотні діоди

Лавинно-прольотними називають діоди (ЛПД) з негативним опором в діапазоні НВЧ, зумовленим лавинним розмноженням носіїв зарядів в p - n -переході і обмеженням швидкості їх дрейфу. В основі ЛПД лежить пробій p - p - n переходу. При пробіі p - i - n переходу (рис. 2.28) створені електронно-діркові пари рухаються в області об'ємного заряду (область i) в сильному електричному полі (більше 5000 кВ/м). При такій напруженості поля швидкість дрейфу електронів не збільшується з ростом електричного поля. Це насичення швидкості викликає зсув фаз між струмом і перемінною напругою, яка прикладена до діода. Вибором режиму і ширини області

об'ємного заряду можна домогтися зсуву фаз на 180° , і зростанню напруги буде відповідати зменшення струму, тобто діод буде мати негативний опір. Саме тому такі діоди можуть служити генераторами НВЧ коливань.

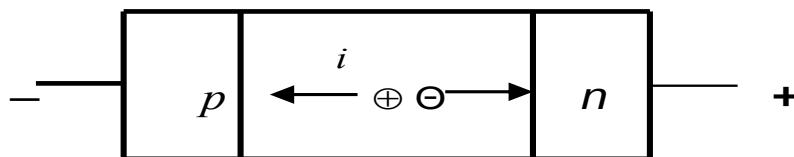


Рис. 2.28 Структура лавинно-прольотного діода з $p-i-n$ -переходом

Крім розглянутої структури існують ЛПД з $p-n$ -переходом і переходом типу $p^+-n-i-n^+$ ($n^+-p-i-p^+$). Останні часто називаються діодами Ріда, запропоновані ним в 1964 р.

ЛПД виготовляють з германію, кремнію і арсенідугалія. Їх робочі частоти досягають сотень гігагерц при потужності коливань до десятків ват в імпульсі. Недоліком цих діодів є низький к.к.д., що зумовлено вузьким діапазоном амплітуди змінної напруги, при якій існує негативний опір.

2.11 Оптиелектронні діоди

До оптиелектронних напів провідникових діодів відноситься цілий вид приладів принцип дії яких оснований на взаємозалежних електронних (генерація, рекомбінація, інжекція, екстракція) і оптичних (випромінювання і поглинання світла) властивостях напівпровідників.

В залежності від функціонального призначення оптиелектронні діоди поділяються на три класи з відповідним графічним позначенням:

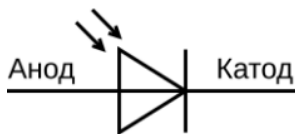
а) **випромінюючі діоди** в оптичному діапазоні електромагнітних хвиль (рис. 2.29 а);

б) **фотодіоди**, які реєструють електромагнітне випромінювання оптичного діапазону (рис. 2.29 б);

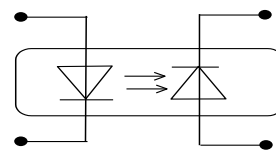
в) **діодні оптопари** (оптрони), які складаються із випромінюючого і фотореєструючого діодів, розміщених в єдиному корпусі, між якими існує оптичний зв'язок і забезпечена електрична ізоляція (рис. 2.29 в).



(а)



(б)



(в)

Рис. 2.29 Типи оптиелектронних діодів

Світлодіод - напівпровідниковий діод, що випромінює з області р-n переходу кванти енергії. Випромінювання випускається через прозору скляну пластину, розміщену в корпусі діода.

Будова і принцип роботи. Основою випромінюючого діода є несиметрична *p-n* структура з тонкою базою, розміщена в герметичному корпусі з підключеними до електродів виводами (рис. 3.30).

“Плюсовий” вивід виготовляється довшим або відмічається точкою на корпусі. При протіканні через діод прямого струму виникає інжекція носіїв заряду із емітера (сильнолегованої області) в базу (слаболеговану область). Інжектвані неосновні носії (дирки) в базі рекомбінують (з електронами). При цьому електрони переходять з більш високої енергетичної зони (зони провідності) на більш низьку (валентну зону), а надлишкова енергія виділяється в виді кванта світла.

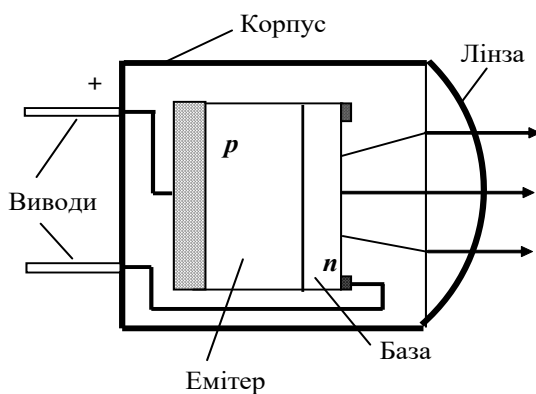


Рис. 2.30 Склад світлодіода

Це явище називається **випромінюючою рекомбінацією**.

Довжина хвилі випромінювання λ зв'язана зі зміною енергії електрона ΔE при такому оптичному переході співвідношенням:

$$\lambda = \frac{hc}{\Delta E} = \frac{1,24}{\Delta E}, \quad (2.6)$$

де:

$h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж с = $4,136 \cdot 10^{15}$ еВ — постійна Планка;

$c = 2,9979 \cdot 10^8$ м/с — швидкість світла в вакуумі.

Формула (2.6) справедлива при розмірностях величин: $[\lambda] = \text{мкм}$ (мікрометр), $[\Delta E] = \text{еВ}$ (електронвольт).

Величина ΔE майже рівна ширині забороненої зони напівпровідника ΔE_g з якого виготовлений діод. Для виготовлення випромінюючих діодів використовуються тільки такі напівпровідники, в яких рекомбінація носіїв заряду є випромінюючою.

До них відносяться:

фосфіт галію *GaP* ($\Delta E_g = 2,24$ еВ);

карбід кремнію SiC ($\Delta E_g = 1,9 \text{ eV}$);

арсенід галію GaAs ($\Delta E_g = 1,41 \text{ eV}$);

варізонні напівпровідники на основі твердих розчинів:

$\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ ($\Delta E_g = 1,41 - 1,8 \text{ eV}$);

$\text{GaAs}_x\text{P}_{1-x}$ ($\Delta E_g = 1,41 - 1,8 \text{ eV}$).

Випромінююча рекомбінація в цих матеріалах зумовлена структурою їх атомів та кристалічної ґратки. В інших напівпровідниках (германії Ge , кремнії Si) рекомбінація не випромінююча, тобто надлишкова енергія виділяється в вигляді тепла.

В залежності від оптичного діапазону і застосування випромінюючі діоди існують двох видів:

– **світловипромінюючі діоди (СВ-діоди)**, працюють в видимій області спектра $450 - 690 \text{ нм}$ і призначені для візуального сприйняття відображаємої інформації (світлодіодні індикатори інформації);

– **інфрачервоні випромінюючі діоди (ІЧ-діоди)**, працюють в інфрачервоній області спектра $\lambda > 680 \text{ нм}$ і призначені для оптичної передачі і обробки сигналів.

Різниця між ІЧ-діодом і СВ-діодом полягає тільки в тому, що перший працює з фізичним реєстратором випромінювання (фотоприймачем), а другий – з біологічним (оком).

Характеристики випромінюючих діодів

Вольт-амперна характеристика (ВАХ) СВ- і ІЧ-діодів **аналогічна ВАХ звичайних (p - n структурних) діодів**.

Світлова характеристика (СВ-діода як джерела світла) – залежність сили світла I_v (мкд) від прямого струму $I_{пр}$ (мА), тобто $I_v = f(I_{пр})$ (рис. 2.31). Сила світла вимірюється в канделах (кд) або міліканделах (мкд), а прямий струм – в амперах (А) або міліамперах (мА).

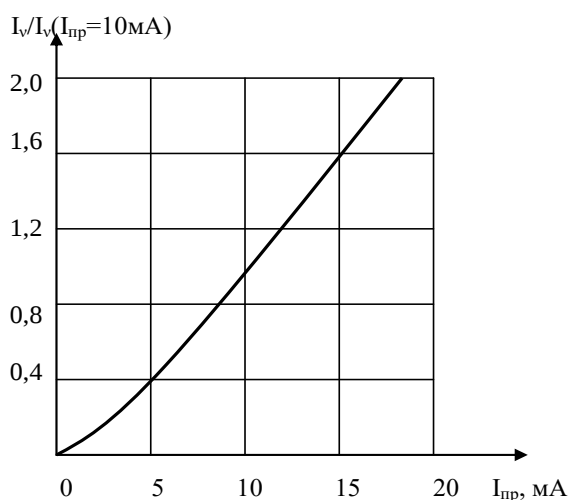
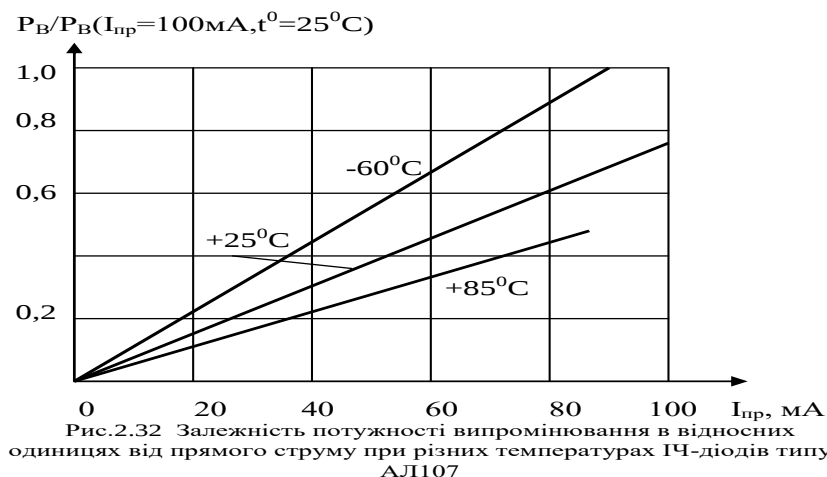


Рис.2.31 Залежність сили світла в відносних одиницях від прямого струму СВ-діодів типу АЛ102

Деякі СВ-діоди описуються **яскравістною характеристикою** – залежністю яскравості L (кд/м²) від прямого струму $I_{пр}$, тобто $L = f(I_{пр})$.

ІЧ-діоди описуються ват-амперною характеристикою – залежністю

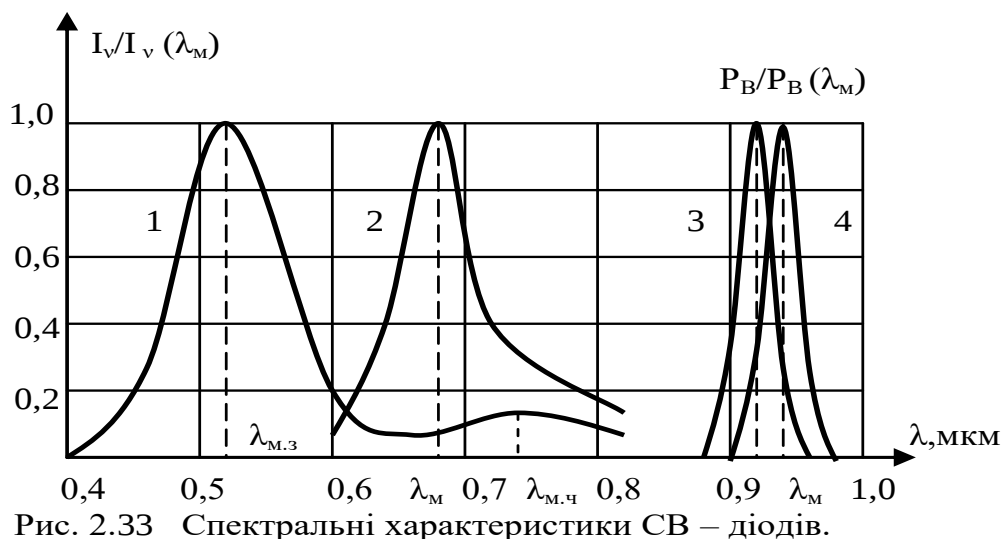
потужності випромінювання P_v від прямого струму $I_{пр}$ тобто $P_v = f(I_{пр})$ (рис. 2.32).



Спектральна характеристика – залежність спектральної інтенсивності (потужності, яскравості) випромінювання від довжини хвилі $I_{\lambda,v} = f(\lambda)$ або $P_{v,\lambda} = f(\lambda)$.

- 1 - СВ - діоди АЛ102В, АЛ102Д, ЗЛ102В;
- 2 - СВ - діоди ЗЛ341В, ЗЛ341Г;
- 3 - ІЧ - діоди АЛ106А– АЛ106Д;
- 4 - ІЧ - діоди АЛ107А, АЛ107Б, ЗЛ107А, ЗЛ107Б.

Спектральні характеристики (СВ-діодів) визначають колір свічення. Діоди на основі GaP мають спектральні характеристики з двома вираженими максимумами □ червоний $\lambda_{м,ч}$ та зеленій $\lambda_{м,з}$ областях спектра (див. рис. 2.33). В залежності від концентрації активуючих домішок введених в структуру діода при виготовленні, співвідношення між величинами цих максимумів змінюється в сторону червоного або зеленого кольорів. При досягненні співвідношення 10:1 і вище одержують червоний або зелений колір свічення. При співвідношенні максимумів 10:4 одержують світлодіоджовтооранжевого кольору свічення.



Діаграма спрямованості (ДС) – просторовий розподіл інтенсивності

(потужності) випромінювання в горизонтальній та вертикальній площинах. Діаграма направленості залежить від конструкції діода, наявності лінзи, оптичних властивостей захищаючого кристал матеріалу. Випромінювання світлодіода може бути вузько направленим $\Theta < 30^\circ$, або широко направленим $\Theta > 30^\circ$, де Θ – кут розходження ДС на рівні 0,5 максимальної інтенсивності.

Параметри СВ - та ІЧ - діодів оцінюються різними параметрами, оскільки перші використовуються як світлові індикатори для візуального спостереження, а другі працюють з високочастотними сигналами і фізичним фотоприймачем. Тому СВ - діоди, з врахуванням функції видимості спектральної чутливості ока, характеризуються фотометричними параметрами, а ІЧ-діоди – енергетичними.

Параметри світло випромінюючих діодів.

Світловипромінюючі діоди характеризуються наступними основними параметрами:

- **сила світла I_v** – випромінюючий діодом світловий потік, що припадає на одиницю тілесного кута в напрямі, перпендикулярному до площини випромінюючого кристала. Приводиться в довіднику при заданому значенні прямого струму $I_{пр}$ і вимірюється в канделах (кд);

- **яскравість L** – величина рівна відношенню сили світла до площі поверхні, що світиться. Приводиться при заданому значенні прямого струму і вимірюється в канделах на квадратний метр (кд/м²);

- **постійна пряма напруга $U_{пр}$** – значення напруги на світлодіоді при протіканні постійного прямого струму;

- **максимально допустимий постійний прямий струм $I_{прmax}$** – максимальне значення постійного прямого струму, при якому забезпечується задана надійність при тривалій роботі діода;

- **максимально допустима зворотна постійна напруга $U_{звmax}$** – максимальне значення постійної напруги, підключеної до діода, при якій забезпечується задана надійність при тривалій роботі;

- **максимально допустима зворотна напруга імпульсу $U_{зв.ім. max}$** – максимальне пікове значення зворотної напруги на світлодіоді, включаючи як однократні піки, так і періодичні;

- **максимум спектрального розподілу інтенсивності випромінювання λ_m** – довжина хвилі світлового випромінювання, відповідна максимуму спектральної характеристики випромінювання світлодіода.

Параметри інфрачервоних діодів.

Потужність випромінювання $P_{вип.}$ – потік випромінювання певного спектрального складу. Вимірюється при заданому прямому струмі через діод в міліватах (мВт);

Імпульсна потужність випромінювання $P_{вип. ім.}$ – амплітуда імпульсу випромінювання при заданому імпульсі прямого струму через діод, вимірюється в мВт;

Максимум спектрального розподілу λ_m – визначається аналогічно як і для СВ -

діода, вимірюється в мікрометрах (мкм);

Ширина спектру випромінювання $\Delta\lambda_{0,5}$ – інтервал довжин хвиль в якому спектральна густина потужності випромінювання рівна половині максимальної, вимірюється в нанометрах (нм);

Час наростання імпульсу випромінювання $t_{\text{нр. вип.}}$ – інтервал часу, протягом якого потужність випромінювання діода наростає від 0,1 до 0,9 максимального значення, вимірюється в мікро - або наносекундах (мкс, нс);

Час спаду імпульса випромінювання $t_{\text{сп. вип.}}$ – інтервал часу, протягом якого потужність випромінювання діода спадає від 0,9 до 0,1 максимального значення, вимірюється в (мкс) або (нс).

Оптопарою або **оптроном** називається прилад, що складається з світловипромінювача і фотоприймача, між якими забезпечується, оптичний зв'язок і електрична ізоляція.

В залежності від типу фотоприймача оптрони бувають (рис. 2.34):

- резисторні;
- діодні (Д);
- транзисторні (Т);
- тиристорні (У) .

Відповідна буква ставиться на місці 3-го елемента в маркіровці оптрона.

Випромінювачем світла у всіх типів оптронів (за винятком резисторних) є інфрачервоний діод на основі арсеніду галію або його твердих розчинів, що в маркіровці на місці 1-го елемента відображається буквою А або цифрою 3. Другим елементом маркіровки оптрона є буква О. Наприклад АОД112. Тут 112 – номер розробки.

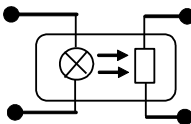
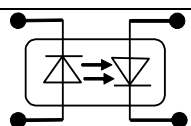
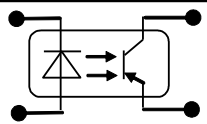
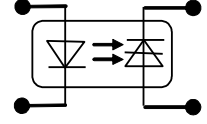
Резисторні		ОЕП-1, ОЕП-2, ОЕП-9, ОЕП-12, ОЕП- 10, ОЕП - 14
Діодні		АОД101А,Б,В,Г ЗОД121А,Б,В
Транзис- торні		АОТ123А,Б,В,Г ЗОТ110А,Б,В,Г
Тиристорні		АОУ103А,Б,В ЗОУ103А,Б,В,Г,Д

Рис. 2.34 Типи оптронів

Резисторні оптрони маркіруються буквами ОЕП (опто - електронна пара); в них випромінювачем світла використовуються мініатюрні лампочки розжарення, а

фотоприймачем – фоторезистор на основі селенистого кадмію.

Оптичний зв'язок між світлодіодом і фотодіодом в діодному оптроні забезпечується узгодженістю (перекриттям) їх спектральних характеристик. СВ - діод і фотодіод в середині оптрона закріплені оптично прозорим середовищем (клеєм) з великим електричним опором ізоляції. Тому вхідне коло випромінювача (СВ - діода) надійно ізольоване від вихідного кола оптопари – фотодіода.

Робота оптрона полягає в передачі сигналу вхідного кола в вихідне з допомогою світла (не електричним способом). В оптронах з узгодженими спектральними характеристиками необхідною умовою роботи є:

$$h\nu_{\text{сд}} \geq \Delta E_{\text{п.фд}},$$

де:

$h\nu_{\text{сд}}$ – енергія фотонів світлодіода;

$\Delta E_{\text{г фд}}$ – ширина забороненої зони фотодіода.

Випромінювання світлодіода викликає генерацію електронів і дірок в фотодіоді (вихідний сигнал). Характер вихідного сигналу (струм або напруга) залежить від режиму роботи фотодіода.

В фотогенераторному (фотогальванічному) режимі генеровані світлом електрони і дирки розділяються власним електричним полем p - n структури ФД і накопичуються відповідно на електродах n - і p - областей, створюючи тим самим між ними різницю потенціалів (напругу), що є вихідним сигналом.

В фотодіодному режимі на ФД подається зворотна електрична напруга від стороннього джерела. Під дією цієї напруги в ФД виникає зворотній струм, величина якого пропорційна кількості генерованих світлом електронно – дирочних пар за секунду. Цей струм в даному режимі є вихідним. При відсутності світла цей струм називається темновим зворотнім струмом $I_{\text{т}}$.

Основною функціональною характеристикою діодної оптопари є характеристика передачі, яка графічно описує його здатність передавати сигнал з вхідного кола в вихідне завдяки оптоелектронним перетворенням.

В залежності від режиму роботи фотодіода оптрона використовуються два види передаточних характеристик .

В фотодіодному режимі характеристика передачі $I_{\text{вих}}=f(I_{\text{вх}})$ – залежність вихідного струму від вхідного.

В фотогенераторному режимі: характеристика $U_{\text{вих}}=f(I_{\text{вх}})$ – залежність напруги на вихідних електродах оптрона (електрорушійної сили) від величини вхідного струму через світлодіод. При заданому опорі навантаження $R_{\text{н}}$, використовуючи ВАХ фотодіода можна з характеристики 2-го виду одержати передаточну характеристику першого виду.

Інші характеристики оптрона (вхідні, вихідні, спектральні, частотні) аналогічні характеристикам його складових частин: світло – і фотодіодів.

Основні параметри оптронів:

- *вхідна напруга при заданому значенні вхідного струму* $U_{\text{вх}} / \text{при } I_{\text{вх}} = \text{const}$

- *коефіцієнт передачі струму* $K_i = \frac{\Delta I_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{вх}}}, \text{ при } I_{\text{вх}} = \text{const}$ – відношення приросту вихідного струму до приросту вхідного струму (в процентах) при заданому значенні вхідного струму;

- *час наростання* $t_{\text{нр}}$ (час спаду $t_{\text{сп}}$) вихідного сигналу – інтервал часу, протягом якого вихідний сигнал оптрона змінюється від 0,1 до 0,9 (для $t_{\text{сп}}$ від 0,9 до 0,1) свого максимального значення, нс;

- *вихідний зворотній темновий струм* $I_{\text{зв. т.}}, \text{ мкА};$

- *опір ізоляції* $R_{\text{із}}$ – значення активного електричного опору між входом і виходом ГОм (ГігаОм);

- *прохідна ємність* $C_{\text{прох}}$ – значення ємності між вхідним і вихідним електродами оптопар, пФ.

- *вхідний постійний допустимий струм* $I_{\text{вх. доп.}}, \text{ мА};$

- *вхідний імпульсний допустимий струм* $I_{\text{вх. і. доп.}}, \text{ при тривалості імпульса } \tau_i, \text{ мкс};$

- *вхідна зворотня допустима напруга* $U_{\text{вх. зв. доп.}}, \text{ В};$

- *вихідна зворотна допустима напруга* $U_{\text{вих. зв. доп.}}, \text{ В};$

- *вихідна зворотна імпульсна допустима напруга* $U_{\text{вих. зв. і. доп.}}, \text{ В}, \text{ при тривалості імпульса } \tau_i, \text{ мкс};$

- *допустима напруга ізоляції* $U_{\text{із. доп.}}, \text{ В};$

- *найбільше значення електричної напруги між вхідним і вихідним електродами, при якому не виникає пробій ізоляції, В;*

- *допустимий робочий інтервал температури в навколишнього середовища, °С.*

Оптрони АОД109А,Б, 3ОД109А,Б є багатокальними і складається з трьох окремих оптопар. Цокольовка: 1-й канал (вхід 1,2 → вихід 13,14); 2-й канал (3,4 → 11,12); 3-й канал (5,6 → 9,10). Цифри, відображаючі номери виводів входу і виходу, які стоять на першому місці відповідають аноду (p - області) світлодіода або фотодіода вихід 1 в цокольовці оптронів відмічається знаком “КЛЮЧ”.

Оптрон АОД111А є діодною оптопарою з відкритим оптичним каналом відбиваючого типу. Має один вхід (СВ - діод) і два виходи (фотодіоди). Особливістю таких оптронів є можливість зовнішнього управління інтенсивністю світла, яка попадає від світлодіода на зовнішній (дзеркальний) об’єкт і, відбившись від нього, попадає на фотодіоди. Присутність або відсутність об’єкта відображається величиною сигналу на виходах.

З точки зору застосування оптрони дозволяють розв’язувати такі ж задачі, як і окремо взяті пари світлодіод – фотодіод, однак на практиці вони більше зручні, оскільки в них вже оптимально підібрані випромінювач і фотоприймач за характеристиками і взаємним розміщенням. Найбільш широко застосовуються

оптрони для інформаційного з'єднання між вузлами і модулями радіоапаратури з різними:

- напругами живлення по величині і по знаку;
- величинами входних і вихідних опорів;
- рівнями логічного нуля і логічної одиниці;
- технологічно – конструктивними структурами.

При цьому забезпечується повна міжмодульна гальванічна розв'язка і до мінімуму зменшується зворотній зв'язок між ними. На рис. 2.35 показана схема гальванічної розв'язки між двома модулями. Сигнал з виходу модуля 1 передається на вхід модуля 2 через діодну оптипару U_1 з проміжним підсиленням в транзисторі VT_1 . В цій схемі фотоприймач оптрона працює в фотодіодному режимі. Якщо модулем 2 є мікросхема з малим входним струмом то необхідність використання підсилювача відпадає, а фотодіод оптрона безпосередньо підключається до його входу і буде працювати в фотогенераторному режимі.

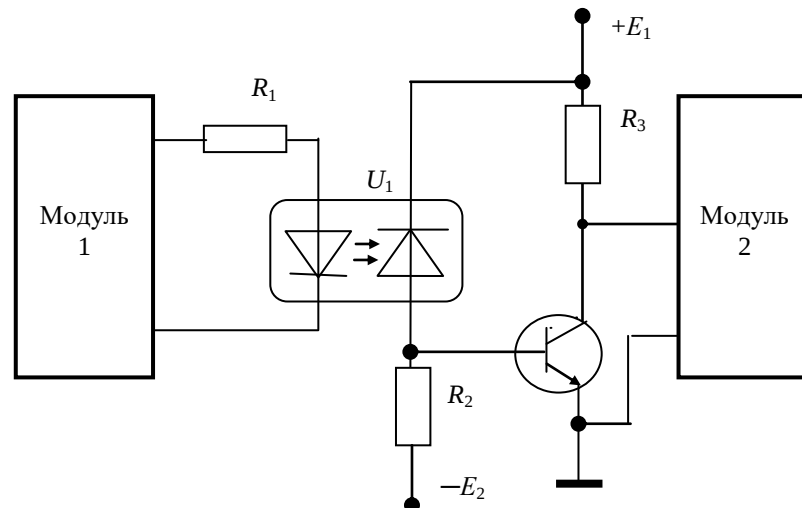


Рис. 2.35 Схема між модульної гальванічної розв'язки

Широко використовуються оптрони замість звичайних (індуктивних) імпульсних трансформаторів, оскільки реалізація останніх в інтегральних мікросхемах неможлива. Схема оптоспектрального трансформатора показана на рис. 2.36.

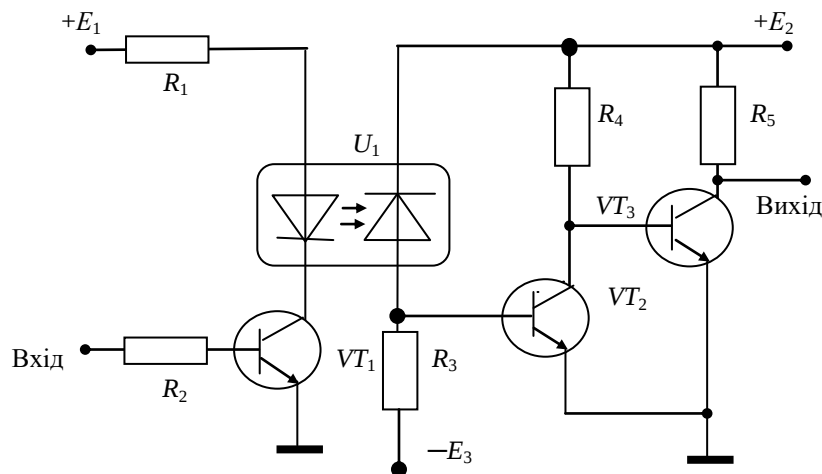


Рис. 2.36 Схема оптоелектронного трансформатора

Позитивний вхідний імпульс відкриває транзистор VT_1 і оптрон включається напругою живлення E_1 . Сигнал з виходу оптопари підсилюється транзисторами VT_2 і VT_3 , внаслідок чого коефіцієнт підсилення струму всього трансформатора може бути більшим 10.

Значне застосування в радіоапаратурі знаходять оптоелектронні мікросхеми (ОЕМС). Оптоелектронною мікросхемою називається мікросхема в якій здійснюється оптичний зв'язок між окремими вузлами і компонентами з метою їх електричної ізоляції один від одного (гальванічна розв'язка). Слід відмітити, що ОЕМС крім оптрона містить в собі пристрій обробки сигналу, який знімається з фотоприймача.

Характерними особливостями ОЕМС є гальванічна розв'язка між вхідними і вихідними каналами, і однонаправленість поширення сигналів при практично повній відсутності зворотного зв'язку з виходом на вхід.

Сучасні ОЕМС за функціональним призначенням можна розподілити на такі групи:

1. **Оптоелектронні перемикачі**, призначені для їх використання як елементів гальванічна і розв'язки вузлів і блоків та передачі логічних сигналів. До них відносяться мікросхеми типу К249ЛП1А,Г; 249ЛП1А,Б,Б; К262КП1А,Б; 262КП1А,Б, на основі діодних оптронів.

2. **Оптоелектронні комутатори** аналогових сигналів призначені для переключення сигналів від вимірювальних датчиків, ключів аналогових сигналів, модуляторів слабих сигналів постійного струму. До них відносяться ОЕМС типу К249КП1, К249КП2, 249КП1, К249КН1А, Е; 249КН1А, Е на основі транзисторних і діодних оптопар.

3. **Оптоелектронні реле**, призначені для гальванічної розв'язки сигнальних

управляючих кіл від вихідних кіл потужних виконавчих механізмів. Вхідні кола цих ОЕМС як правило узгоджені з типовими логічними мікросхемами, а вихідні параметри визначаються властивостями виконавчих механізмів або потужних напівпровідникових ключів. До них відносяться ОЕМС типу К295КТ1А,Г; 415КТ1А,Б на основі теристорних оптопар.

4. **Функціональні мікросхеми** індикації, призначені для відображення цифробуквенної інформації або візуальної індикації рівня сигналу, зокрема, в побутовій звуковідтворюючій радіоапаратурі вищого класу. Ці ОЕМС є гібридними модулями які містять в собі компаратори лічильники, дешифратори і індикатори на основі світлодіодів. Наприклад . ОЕМС типу К490ИП1– десяткові лічильники – індикатори семисегментні з децимальною точкою.

2.12 Безкорпусні світлодіоди

Безкорпусні світлодіоди або SMD (є скороченням від англійської Surface-Mount-Device Light-Emitting Diode), що перекладається як "поверхневий монтаж лід чіпів на друковану плату". Саме таким шляхом виробляється Led стрічка – одне з найбільш популярних та універсальних джерел освітлення.

Число, що стоїть поруч із літерним позначенням SMD є розміром світлодіодного чіпа в міліметрах, наприклад smd 2835 має розміри 2.8*3.5 мм.

Ринок LED продукції не стоїть на місці, а постійно вдосконалюється. На сьогоднішній день існує велика кількість видів діодів SMD.

Колір світлодіодів:

- нейтральне біле (4100K) – денне світло; 14
- холодний білий (6000K) – яскраве та холодне світло, яке краще

підходить для роботи

Зрозуміти, яка температура світла у діода можна тільки на його зовнішній вигляд.

Якщо світлодіод має блідий жовтий колір, то світло буде холодним, а якщо наближеним до помаранчевого – теплим.

Найбільш поширені типи корпусів SMD світлодіодів – 2835, 5050 та 5630 (рис. 2.37).

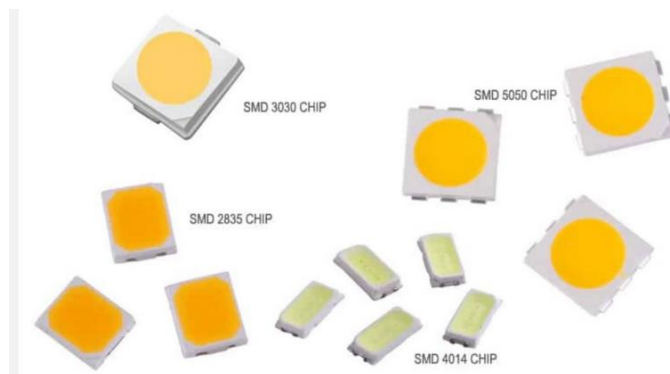


Рис. 2.37 Безкорпусні світлодіоди

SMD світлодіоди мають здатність давати світло як білому, так і іншим кольорам. Тому такі діоди відмінно підходять для основного та декоративного освітлення. Отже, світлодіоди SMD можна розділити на:

- монохромні мають кристал, що дає світло лише одному кольору.
- багатокольорові мають кристали трьох кольорів (RGB), за допомогою поєднання яких можна отримати світло бажаного відтінку. Часто такі діоди використовуються у кольоровій світлодіодній стрічці.

Кристали створюються штучним чином з використанням накладених і з'єднаних підкладок з наносапфіру та галію з основою.

Зверху чіп покритий люмінофором оранжевого або жовтого кольору. Перший випромінює біле світло теплої температури свічення (2700 - 3500K); другий - холодний (6000 - 6500K). RGB моделі, що дозволяють вибрати колір світіння (синій, зелений, червоний); люмінофори не містять.

Типорозмір SMD діодів впливає не тільки на їхні габарити, але й на яскравість світла, яку вони дають. Корпус таких світлодіодів має площу світіння, яка може бути круглою або прямокутною формою. Чим більше площа, тим яскравіше буде світло, яке даватимуть діоди. Також на яскравість впливає кількість кристалів, яких у діодах може бути від одного до чотирьох. Чим більший розмір кристала, тим потужнішим буде освітлювальний прилад. Щоб дізнатися про розмір кристала, слід звернути увагу на характеристики, які вказує виробник. Вони позначаються як mil, де 1 mil дорівнює 0,0254 мм.

Від розміру світлодіодів залежить їхня потужність, наприклад:

- SMD 3030 - 0,9Вт
- SMD 3528 - 0,06Вт
- SMD 5050 - 0,24Вт
- SMD 5630 - 0,5Вт

2.13 Фотодіоди

Оптоелектроніка – це область електроніки, в якій в якості носія інформації використовуються електромагнітні хвилі оптичного діапазону: інфрачервоного – $\lambda = (0,7 * 10^{-6} \dots 10^{-3})$ м;

видимого – $\lambda = (0,4 * 10^{-6} \dots 0,7 * 10^{-6})$ м; ультрафіолетового – $\lambda = (0,4 * 10^{-6} \dots 0,7 * 10^{-6})$ м.

Частоти цих випромінювань лежать в діапазоні $f = (3 * 10^{11} \dots 3 * 10^{16})$ Гц, але довжина хвилі більш повно характеризує властивості цього випромінювання.

У оптоелектроніці світловий промінь виконує ті самі функції управління, перетворення і зв'язку, що і електричний сигнал в електричних колах.

Фотоелектричними називають прилади, які здійснюють перетворення енергії оптичного сигналу в електричний. Зворотне перетворення здійснюють світловипромінюючі прилади.

Фотодіод - напівпровідниковий прилад, принцип дії якого базується на використанні внутрішнього фотоефекту- генерації в напівпровіднику під дією квантів світла (фотонів) вільних носіїв заряду.

Фотодіод використовують для перетворення світлового випромінювання в електричний струм.

Будова і принцип роботи

Основою сучасних фотодіодів є гомогенна або гетерогенна *p-i-n* структура, розміщена в герметичному металоскляному або пластмасовому корпусі з оптичним вікном в *p*- або *n*- області (рис. 2.38).

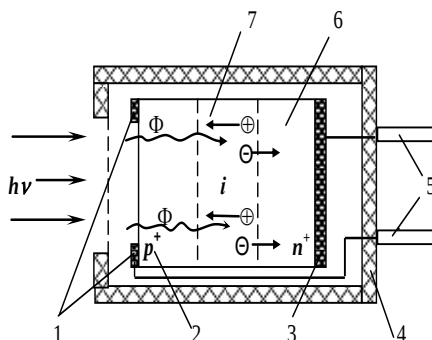


Рис. 2.38 Будова *p-i-n* фотодіода з оптичним вікном через *p* - область

- 1, 3 – відповідно, базовий і колекторний металічні контакти;
- 2 – база *p* - типу (тонка сильнолегована область напівпровідника з мінімальним поглинанням світла;
- 4 – корпус;
- 5 – електроди (виводи): довший ”+”;
- 6 – колектор *n* - типу (сильнолегована область напівпровідника;
- 7 – слаболегована область *p-i-n* структури з максимальним поглинанням світла;

Фотопрозора *p*⁺- або *n*⁺- область, через яку проникає світло і поглинається в *i* - області, виготовляється тонкою і “широкозонною” (в гетероструктурах).

Робота фотодіода основана на явищі внутрішнього фотоефекту, яке проявляється в поглинанні напівпровідником фотонів світла, якщо їх енергія $h\nu$ більша ширини забороненої зони ΔE_g напівпровідника. При цьому, як наслідок, в області поглинання генеруються вільні електрони і дірки. З метою їх накопичення або реєстрації в області поглинання повинно існувати електричне поле, яке б просторово їх розділило (дірки переміщуються в напрямі поля до першого електрода і накопичуються на ньому, а електрони переміщуються проти поля і накопичуються на другому електроді). В залежності від способу створення електричного поля, розрізняються два режими роботи фотодіода (ФД):

- а) фотогальванічний;
- б) фотодіодний.

В **фотогальванічному режимі** для просторового розділу електронно-дірочних пар використовується власна контактна різниця потенціалів *p-n* структури ϕ_k , що

приводить до накопичення електронів в n -області, а дірок – в p -області. Таким чином, p - n структура ФД веде себе як джерело напруги $U_{\text{фд}}$, величина якої не перевищує контактної різниці потенціалів ϕ_k .

Для кремнія: $\phi_k = \frac{\Delta E_g}{q} = 1,2 \text{ В}$, при $t^0 = 20^\circ \text{C}$.

Фотогальванічний режим, використовується в плоских кремнієвих “сонячних” елементах для перетворення світлової енергії в електричну.

В **фотодіодному режимі** для просторового розділу електронно-дірочних пар використовується зовнішня зворотна напруга. Під дією цієї напруги виникає зворотний фотострум $I_{\text{ф}}$, величина якого залежить від потужності $P_{\text{ф}}$ освітлення.

В фотодіодному режимі, в порівнянні з фотогальванічним, інерційність ФД менша, оскільки час прольоту носіїв від місця генерації до відповідних електродів в цьому режимі малий із-за наявності значної (10^6 В/см) напруженості електричного поля. Тому фотодіодний режим використовується для реєстрації світлових сигналів з високою частотою модуляції. Слід відмітити, що поріг чутливості ФД більший в фотогальванічному режимі із-за меншого рівня шумів.

Ефективність роботи фотодіода залежить від трьох факторів:

по-перше, на скільки повно поглинається світло в об'ємі фотодіода;

по-друге, величини електричного поля в об'ємі поглинання;

по-третє, наявності внутрішнього підсилення фотоструму (лавинної ударної іонізації).

Перший фактор визначається законом Бугера: потужність світла в об'ємі напівпровідника в напрямі x зменшується внаслідок поглинання згідно експоненціального закону:

$$P(x) = P_0 e^{-\alpha x},$$

де:

P_0 – потужність світла біля поверхні напівпровідника;

α – коефіцієнт поглинання, м^{-1} .

Величина $L_{\text{еф}} = 1/\alpha$ – ефективна довжина поглинання – відстань на якій потужність світла зменшується в e разів.

В кремнії для $\lambda = 0,85 \text{ мкм}$, $L_{\text{еф}} = 20 \text{ мкм}$.

Другий фактор. Достатню напруженість електричного поля в області поглинання можна створити при умові, якщо ця область високоомна (слаболегована i -область). Таким чином, в високоефективних фотодіодах між сильнолегованими базою p^+ і колектором n^+ знаходиться слаболегована i -область товщиною $l_i = L_{\text{еф}}$. Електричне поле в i -області створюється зворотною напругою $U_{\text{зв.}}$, при цьому довжина області просторового заряду дорівнюватиме:

$$l_{o.п.з.} = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0(U_{зв} - \varphi_k)}{qN_d}}, \quad (2.7)$$

де:

ϵ – відносна діелектрична проникність;

$\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – електрична постійна;

φ_k – контактна різниця потенціалів;

$q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ К – заряд електрона;

N_d – концентрація донорів в i -області.

Розглянутий вище фотоприймач одержав назву ***p-i-n* фотодіод**. При номінальній зворотній напрузі $U_{зв.ном}, l_{o.п.з.} = l_i = L_{ef}$, що забезпечує максимальну ефективність роботи.

В кремнієвих *p-i-n* фотодіодах ($\epsilon = 12$; $\varphi_k = 1,2$ В; $N_d = 10^{13} \text{см}^{-3}$) номінальна зворотна напруга $U_{зв} = 5$ В.

При зменшенні зворотної напруги зменшується $l_{o.п.з.}$ і поглинання відбувається за межами ОПЗ, природа фотоструму змінюється з дрейфової на дифузійну (відносна швидкість зменшується від 10^7 см/с до 10^4 см/с). Ця обставина погіршує швидкодію ФД.

Третій фактор підвищення ефективності ФД – внутрішнє підсилення фотоструму реалізується в лавинних фотодіодах (ЛФД). В ЛФД підсилення первинного фотоструму виникає за рахунок ударної іонізації атомів напівпровідника неосновними носіями заряду при зворотних напругах $U_{зв} \geq U_{проб}$ – напруги електричного пробою. Робота ЛФД, практично, не відрізняється від роботи напівпровідникового стабілітрона. Різниця лише в тому, що процес лавинного множення носіїв заряду в ЛФД існує тільки в присутності фотосигналу, тобто ЛФД може працювати в імпульсному режимі.

2.14 Розрахунок електричних кіл з напівпровідниковими діодами

У практичних схемах в коло діода вмикається яке-небудь навантаження, наприклад резистор (рис. 2.39 а). Прямий струм проходить тоді, коли анод має позитивний потенціал відносно катода.

Режим діода з навантаженням називають робочим режимом. Якби діод мав лінійний опір, то розрахунок струму в подібній схемі не представляв би складності, оскільки загальний опір кола дорівнює сумі опору діода постійному струму R_d опору резистора навантаження R_n . Але діод має нелінійний опір, і значення R_d у нього змінюється при зміні струму. Тому розрахунок струму роблять графічно. Завдання полягає в наступному: відомі значення E , R_n і характеристика діода; потрібно визначити струм в колі I і напругу на діоді U_d .

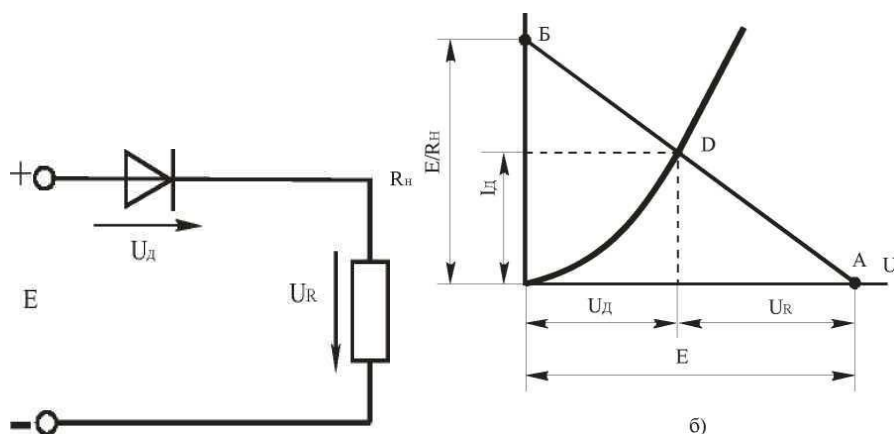


Рис.2.39 Схема включення діода.(а), та побудова лінії навантаження (б).

Характеристику діода слід розглядати як графік деякого рівняння, що зв'язує величини I і U . А для опору R_n подібним рівнянням є закон Ома: $I = U_R / R_n = (E - U_D) / R_n$

Отже, є два рівняння з двома невідомими I і U , причому одне з рівнянь дане графічно. Для вирішення такої системи рівнянь необхідно побудувати графік другого рівняння і знайти координати точки перетину двох графіків.

Рівняння для опору R_n – це рівняння першого ступеня відносно I і U . Його графіком є пряма лінія – лінія навантаження. Вона будується по двох точках на осях координат. При $I = 0$ отримуємо: $E - U = 0$ або $U = E$, що відповідає точці А на рис. 2.39 б. А якщо $U = 0$, то $I = E / R_n$, відкладаємо цей струм на осі ординат (точка Б). через точки А і Б проводимо пряму, яка є лінією навантаження. Координати точки Б дають рішення поставленої задачі.

Слід зазначити, що графічний розрахунок робочого режиму діода можна не робити, якщо $R_n \gg R_o$. В цьому випадку допустимо нехтувати опором діода і визначати струм приблизно: $I = E / R_n$.

Розглянутий метод розрахунку постійної напруги можна застосувати для амплітудних або миттєвих значень, якщо джерело дає змінну напругу.

Оскільки напівпровідникові діоди добре проводять струм в прямому напрямку і погано в зворотному, то більшість напівпровідникових діодів застосовуються для випрямлення змінного струму.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Дати визначення напівпровідникового діоду
2. Доповісти способи утворення p - n переходу в діоді.
3. Як позначається напівпровідниковий діод на електричних схемах
4. Як класифікуються діоди за матеріалом виготовлення та за фізичними процесами, на використанні яких базується робота діода.
5. Як класифікуються напівпровідникові діоди за призначенням
6. Пояснити тепловий та електричний пробій діода

7. Доповісти про випрямний діод
8. Доповісти про імпульсний діод
9. Доповісти про напівпровідниковий стабілітрон
10. Доповісти про напівпровідниковий стабістор
11. Намалювати схему стабілізації напругу з використанням стабілітрона
12. Доповісти призначення варикапа, основні параметри
13. Намалювати схему застосування варикапа, пояснити її
14. Доповісти про тунельний діод
15. Доповісти про обернений діод
15. доповіді про параметричні діоди
16. Доповісти про обернені діоди
17. Доповісти про регулюючі діоди
18. Доповісти про генераторні діоди
19. Доповісти про лавинно-пробитні діоди діоди
20. Доповісти про світлодіоди діоди
21. З яких матеріалів виготовляють світло діоди
22. Доповісти про інфрачервоні світло діоди, їх параметри
23. Доповісти про фотодіоди
24. Охарактеризувати безкорпусні світло діоди
25. Що називається оптопарою, які бувають
26. Доповісти основні параметри оптронів
27. Охарактеризувати схему міжмодульної гальванічної розв'язки
28. Охарактеризувати схему оптоспектрального трансформатора
29. Як за функціональним призначенням можна розділити оптоелектронні схеми

РОЗДІЛ III БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ

3.1 Загальні відомості про транзистори

Транзистором називається електроперетворювальний напівпровідниковий прилад з одним або декількома електричними переходами, здатний для підсилення потужності і маючий три і більше виводів.

Дія транзистора основана на управлінні рухом носіїв електричних зарядів в напівпровідниковому кристалі. Найбільш розповсюджені транзистори з трьома выводами – напівпровідникові тріоди.

Нині існують декілька сотень типів транзисторів, які мають малі розміри і масу, здатні працювати при малих напругах і маючих високу механічну міцність і тривалий час експлуатації. Завдяки цим властивостям транзистори вигідні для мініатюризації апаратури і підвищення її економічності.

Досягнення в розвитку дискретної напівпровідникової електроніки забезпечили виникнення і бурний розвиток на її базі інтегральної мікроелектроніки.

Класифікація транзисторів

Транзистори класифікують по різних ознаках: по характеру переноса носіїв, по числу *p-n*-переходів, по порядку слідування областей *p-n*-переходів, по методам виготовлення, по потужності, по діапазону робочих частот і т.ін.

По характеру переноса носіїв зарядів розрізняють біполярні і уніполярні (польові) транзистори.

До біполярних транзисторів відносяться транзистори з двома взаємодіючими між собою електронно – дірковими переходами. В процесах струмопроходження таких транзисторів беруть участь основні і неосновні носії зарядів.

У польових транзисторів в процесах струмопроходження беруть участь носії одного знаку. По числу *p-n-переходів* транзистори підрозділяються на одноперехідні, двоперехідні і багатоперехідні. Найбільше розповсюдження серед біполярних транзисторів одержали двоперехідні транзистори з трьома выводами.

По порядку слідування областей p-n-переходів розрізняють транзистори типу *p-n-p* і *n-p-n*. Принцип дії обох типів транзисторів однаковий, але полярність джерел живлення і напрямок прямих струмів протилежні.

По характеру розподілу атомів домішок і руху носіїв зарядів в середній області (базі) транзистори розподіляються на бездрейфові і дрейфові.

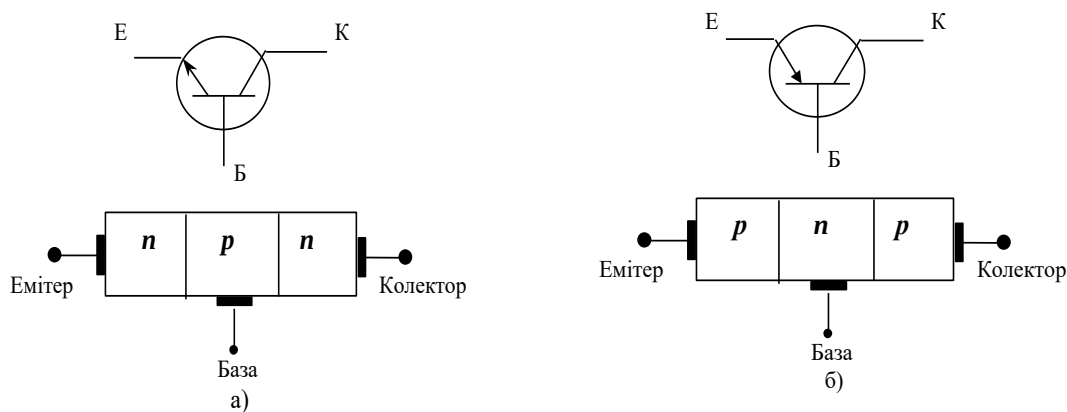
По величині допустимої потужності, яка розсіюється на електродах транзистора, транзистори підрозділяються на малопотужні (до 0,3 Вт), середньої потужності (від 0,3 до 1,5 Вт) і потужні (вище 1,5 Вт).

По значенню граничної частоти їх ділять на низькочастотні (до 3 МГц), середньої частоти (від 3 до 30 МГц) і високочастотні (вище 30 МГц).

3.2 Будова і принцип дії біполярних транзисторів

Будова сплавних біполярних транзисторів

Біполярний транзистор являє собою монокристалл напівпровідника з двома взаємодіючими p - n -переходами. На рис.3.1(а,б) схематично показана будова



біполярних транзисторів p - n - p і n - p - n типів і їх умовне графічне позначення.

Рис.3.1 Будова сплавних біполярних транзисторів p - n - p і n - p - n типів.

Робота транзисторів p - n - p і n - p - n типів аналогічна, різниця зключається лише в полярності джерел зовнішніх напруг і в напрямку протікання струмів через електроди. Саме тому в подальшому будуть розглядатися лише транзистори p - n - p типу. Всі висновки, одержані для цих транзисторів, будуть справедливі і для транзисторів n - p - n типу.

Середня область транзистора називається **базою**, p -область, яка відділена від бази p - n -переходом меншої площі, називається **емітером**, а p -область з більшою площею p - n -перехода називається **колектором** (рис.3.2).

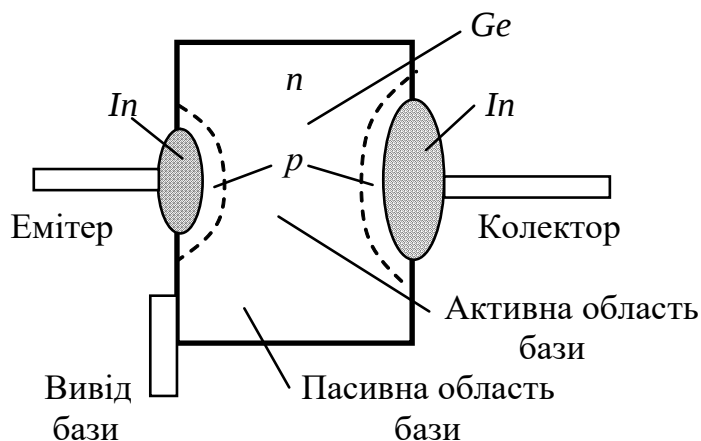


Рис.3.2 Структура біполярного транзистора.

Характеристики і параметри біполярних транзисторів визначаються використаним в них матеріалом і технологією виготовлення. Малопотужні низькочастотні біполярні германієві транзистори можуть бути виготовлені методом сплавлення, який заключається в наступному.

До пластини германію n -типа з малим питомим опором $\rho = 1 \div 1,5 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ з двох сторін притискують два шматочки індію. Потім всю структуру розміщують в печі, в якій утворюють вакуум порядку $0,0133 \text{ Па}$, і підвищують температуру. Індій плавиться, розчиняється в деякій області германієвої пластинки і під дією поверхневого натягу набуває форму сферичного сегменту.

Площа розплавленого індію визначає активну площу електронно – діркового переходу. Потім температура підвищується настільки, що відбувається розчинення прилеглих ділянок германієвої пластинки n -типу в рідкому індії. Після цього здійснюється охолодження всієї структури з постійною швидкістю. При цьому розплавлені раніше частинки починають кристалізуватись в тверду фазу, тобто здійснюється процес рекристалізації. Області, які рекристалізувалися, за рахунок наявності атомів трьохвалентного індію на відміну від германієвої пластинки мають протилежний тип електропровідності (p -тип).

Таким чином, по краях германієвої пластинки n -типу утворюються дві області з протилежним типом електропровідності (p -типу), які відокремлені від пластинки n -типу двома різкими p - n -переходами. Одна з цих областей, як правило менша за розмірами, являється **емітером**, а інша – **колектором**. Середня область, яка утворюється початковим германієм n -типу, виконує роль бази. Частину бази, яка знаходиться безпосередньо між емітером і колектором і через яку проходять носії, називають **активною**. До областей емітера і колектора паяють нікелеві пластинки, які утворюють невикривляючі контакти з індієм і які служать виводами емітера і колектора. Щоб одержати від бази, пластинку германія паяють до кристалотримача, який з'єднується з герметизованим металічним корпусом. Частину бази, яка розміщена між емітером і виводами бази, називають **пасивною**. До корпусу приварюють гнучкий вивід бази, а виводи емітера і колектора зварюють з гнучкими металічними стержнями, які ізольовані від дна металічного корпусу скляними вставками.

При виготовленні транзистора добиваються, щоб концентрації дірок в областях емітера і колектора значно перевищували концентрацію електронів в базі, а ширина активної області бази ω була менша дифузійної довжини дірок L_p .

3.3 Режими роботи біполярного транзистора

При включенні транзистора в схему один з його електродів вважається вхідним, другий – вихідним, а третій – спільним. На вхідний і вихідний електроди транзистора подаються від зовнішніх джерел напруги, які вимірюються відносно спільного електрода. В залежності від способу включення транзистора розрізняють схеми: зі **спільною базою** СБ (рис.3.3 а), зі **спільним емітером** СЕ (рис.3.3 б) і зі **спільним колектором** СК (рис.3.3 в).

Полярність і величина напруг електродів визначають такі основні режими роботи транзистора: **відсічки, активний, насичення, інверсний, лавинного множення.**

В режимі відсічки обидва p - n -переходи транзистора включаються в зворотному напрямку. При цьому запираючі шари на межах p - і n -областей розширюються і їх опори для основних носіїв збільшуються. Внаслідок цього через p - n -переходи протікають зворотний струм колектора $I_{кбо}$ і емітера $I_{ебо}$, зумовлені рухом неосновних носіїв зарядів і пропорціональні їх концентрації і площі p - n -переходів. Ці

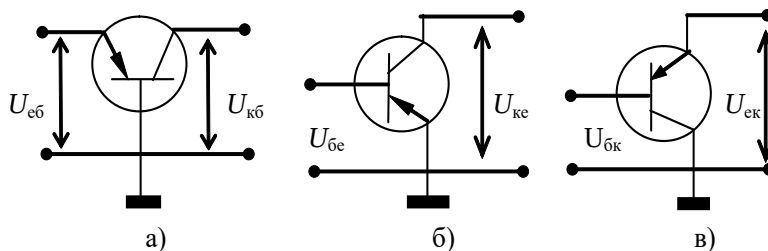


Рис.3.3 Схеми включення біполярного транзистора

струми $I_{кбо}$ і $I_{ебо}$ малі, тому що концентрація неосновних носіїв невелика.

У сплавних транзисторів, як правило, площа емітерного p - n -переходу значно менша площі колекторного p - n -перехода і виконується умова $I_{кбо} \gg I_{ебо}$. Для дифузійних транзисторів ця нерівність часто не виконується. Маючи на увазі малі значення струмів $I_{кбо}$ і $I_{ебо}$, можна вважати, що в режимі відсічки транзистор знаходиться в закритому стані.

В режимі насичення емітерний і колекторний p - n -переходи включаються в прямому напрямку. При цьому виникає інжекція дірок з емітера в базу і з колектора в базу. В базі відбувається накопичення неосновних нерівноважних носіїв зарядів, а через переходи течуть великі струми насичення $I_{кн}$ і $I_{ен}$, які визначаються рухом основних носіїв p -областей.

В активному режимі емітерний p - n -перехід включається в прямому напрямку, а колекторний – в зворотному. Таке включення транзистора вважають нормальним. В цьому випадку в колі емітера тече струм, зумовлений інжекцією дірок з емітера в базу, а в колі колектора тече струм колектора, величина якого залежить від струму емітера. Якщо під дією зовнішніх напруг колекторний p - n -перехід включається в прямому напрямку, а емітерний в зворотному, то включення транзистора називають інверсним.

Режим лавинного множення відповідає пробою колекторного p - n -перехода і характеризується різким зростанням колекторного струму.

Принцип дії біполярного транзистора в активному режимі.

Для з'ясування принципу дії біполярного транзистора необхідно розглянути фізичні процеси, які відбуваються на емітерному і колекторному p - n -переходах, а також в базі сплавного транзистора в активному режимі. На рис.3.4 показано включення транзистора зі спільною базою в активному режимі. Активний режим при

цьому забезпечується відповідною полярністю напруг на емітері $U_{еб}$ і на колекторі $U_{кб}$ відносно бази.

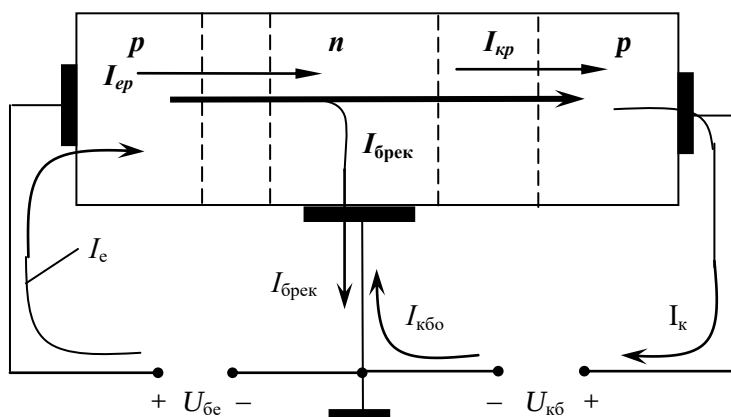


Рис.3.4 Принцип дії біполярного транзистора в активному режимі

Процеси в емітерному переході. Включення емітерного p - n -переходу в прямому напрямку супроводжується інжекцією дірок з емітера в базу і електронів з бази в емітер. Це зумовлює протікання через емітерний p - n -перехід дифузійних струмів: діркового I_{ep} і електронного I_{en} . Тому в зовнішньому колі тече струм емітера:

$$I_e = I_{en} + I_{ep} \approx I_{ебо} \left[\exp\left(\frac{U_{еб}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] \quad (3.1)$$

Співвідношення між складовими струму емітера оцінюється коефіцієнтом інжекції:

$$\gamma = \frac{I_{ep}}{I_e} = \frac{I_{ep}}{I_{ep} + I_{en}} = \frac{1}{1 + \frac{I_{en}}{I_{ep}}} \quad (3.2)$$

Процеси в базі транзистора. Внаслідок інжекції концентрація дірок в базі підвищується і залежить від напруги емітерного переходу. Концентрація інжектованих в базу дірок на межі емітерного переходу визначається виразом:

$$p_{бe} = p_{n0} \exp \frac{U_{еб}}{\varphi_T} \quad (3.3)$$

де:

p_{n0} – концентрація рівноважних дірок в базі біля емітерного переходу (при $x=0$).

Таким чином, в результаті інжекції дірок з емітера концентрація неосновних носіїв (дірок) в базі поблизу емітерного переходу змінюється і може значно перевищувати рівноважну.

Розподіл неосновних носіїв в базі транзистора в усталеному режимі визначається за допомогою рівняння неперервності:

$$\frac{d^2 p_n}{dx^2} - \frac{p_n - p_{n0}}{L_p^2} = 0 \quad (3.4)$$

Візьмемо початок координат на межі бази з емітерним переходом. Граничні умови задачі в цьому випадку при $x=0$ визначаються формулою (3.3), а при $x=u$ – виразом:

$$p_{\text{бк}} = p_{n0} \cdot \exp \frac{U_{\text{кб}}}{\varphi_T} \quad (3.5).$$

Під дією градієнту концентрації відбувається дифузійний рух інжектованих дірок через базу від емітера до колектора. (рис.3.5). Частина дірок рекомбінує в базі з електронами і внаслідок цього не досягає колекторного переходу. На місце рекомбінуючих електронів в базу з зовнішнього кола від джерела $U_{\text{еб}}$ поступають електрони, які утворюють **струм бази рекомбінації** $I_{\text{б рек.}}$

Дірки, які досягли колекторного переходу, утворюють струм $I_{\text{кр}}$, який в результаті процесів рекомбінації в базі менше струму $I_{\text{ер}}$. Процес переносу неосновних нерівноважних носіїв через базу оцінюється **коефіцієнтом переносу** ξ , який визначається відношенням $I_{\text{кр}}$ до $I_{\text{ер}}$.

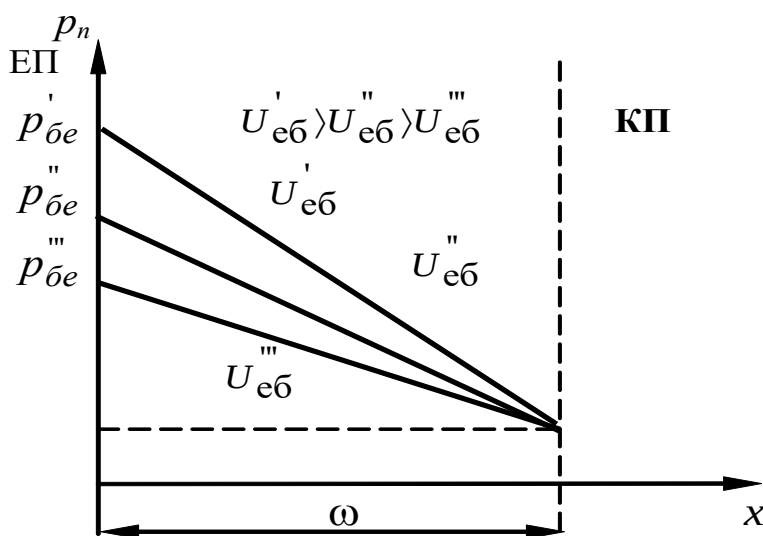


Рис.3.5 Розподілення концентрації дірок в базі БТ а активному режимі

Аналіз показує, що значення ξ , залежить від ширини бази ω і дифузійної довжини дірок і визначається з умови:

$$\xi = \frac{I_{kp}}{I_{ep}} \approx 1 - \frac{\omega^2}{2L_p^2} . \quad (3.6).$$

Процеси в колекторному переході. Дірки, які інжектовані з емітера в базу і досягли колекторний p - n -перехід, потрапляють в його прискорююче поле і перекидаються (екстрагуються) в колекторну p -область. Екстракція дірок може супроводжуватися ударною іонізацією атомів напівпровідника і лавинним розмноженням носіїв зарядів. Дірки, які потрапили в колектор внаслідок екстракції і ударної іонізації, порушують його електронейтральність, що визиває притік електронів від джерела $U_{кб}$.

Рух цих електронів визначає протікання струму I'_k в колі колектора. Процес розмноження носіїв зарядів в колекторному переході оцінюється **коефіцієнтом множення колекторного струму**:

$$M = \frac{I'_k}{I_{kp}} . \quad (3.7)$$

Чим більше дірок інjektується емітером, тим більша кількість їх екстрагує в колектор, що приводить до зростання колекторного струму. Отже, струм I'_k пропорціональний струму емітера і тому зветься струмом колектора, який управляється. Можливість управління вихідним струмом транзистора зміною вхідного струму є важливою властивістю біполярного транзистора, яка дозволяє використовувати його як активний елемент різних радіоелектронних схем.

Управляючі можливості транзистора характеризуються так званим **статичним коефіцієнтом передачі струму** емітера α , який визначається як відношення струму колектора, який управляється, до повного струму емітера:

$$\alpha = \frac{I_{куп}}{I_e} = \frac{I'_k}{I_e} . \quad (3.8)$$

Отже, чим ближче значення до одиниці, тим краще транзистор. При розглянутій полярності включення зовнішнього джерела $U_{кб}$ його напруга є зворотною для колекторного p - n -переходу. Тому дифузійний струм через колекторний перехід зменшується, а дрейфовий струм, зумовлений неосновними

нерівноважними носіями бази та колектора, і направлений з бази в колектор, збільшується.

Природа цього струму аналогічна природі зворотного струму напівпровідникового діода, внаслідок чого він одержав назву **зворотнього струму колектора** $I_{кбо}$.

Цей струм тече від джерела $U_{кб}$ через базу, колекторний перехід, колектор і на джерело $U_{кб}$.

Напрямок зворотного струму колектора співпадає з напрямком колекторного струму, який управляється, і, отже:

$$I_k = \alpha I_e + I_{кбо}. \quad (3.9)$$

Зворотний струм колектора в колі бази тече назустріч струму $I_{б рек}$. В цьому випадку загальний струм бази визначається як:

$$I_b = I_{б рек} + I_{en} - I_{кбо}. \quad (3.10)$$

Струм емітера транзистора є сумою трьох складових: $2I_e$, $I_{б рек}$ і I_{en} .

Щоб знайти струм I_e , необхідно скористуватися таким відношенням

$$I_e = \alpha I_e + I_{б рек} + I_{en} + I_{кбо} - I_{кбо}. \quad (3.11)$$

Якщо врахувати рівняння (2.9) і (2.10), рівність (2.11) набуває вигляду:

$$I_e = I_b + I_k. \quad (3.12)$$

Це рівняння зв'язує струми транзистора і справедливе для будь-якої схеми включення. З рівнянь (3.11) і (3.12) слідує:

$$I_b = I_e - I_k = (1 - \alpha) \cdot I_e - I_{кбо}. \quad (3.13)$$

Напрямок струму бази залежить від співвідношень між складовими рівняння (3.13). Звичайно в активному режимі:

$$(1 - \alpha) \cdot I_e > I_{кбо}.$$

3.4 Схеми включення біполярного транзистора

Включення транзистора зі спільним емітером

Під дією напруги $U_{бе}$ в колі емітера тече струм I_e . В базі цей струм розгалужується: основна його частина іде в колектор, утворюючи складову струму

колектора, друга частина іде в коло бази, утворюючи рекомбінаційний струм бази. Назустріч рекомбінаційному струму в базі тече зворотний струм колектора $I_{кбо}$. (рис.3.6). Таким чином, для схеми зі спільним емітером, як і для схеми зі спільною базою, справедливий рівняння (3.11). Але в схемі зі спільним емітером вхідним струмом є струм бази і тому рівняння (3.11) необхідно перетворити так, щоб встановлювався зв'язок між струмом колектора і струмом бази.

Якщо підставити вираз (3.14) в рівняння (3.11) можна одержати

$I_k = \alpha(I_k + I_b) + I_{кбо}$, звідки:

$$I = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot I_b + \frac{1}{1-\alpha} \cdot I_{кбо} \quad (3.17)$$

Якщо позначити:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}, \quad (3.18),$$

то рівняння (3.17) можна представити у вигляді:

$$I_k = \beta I_b + (\beta+1)I_{кбо} \quad (3.19)$$

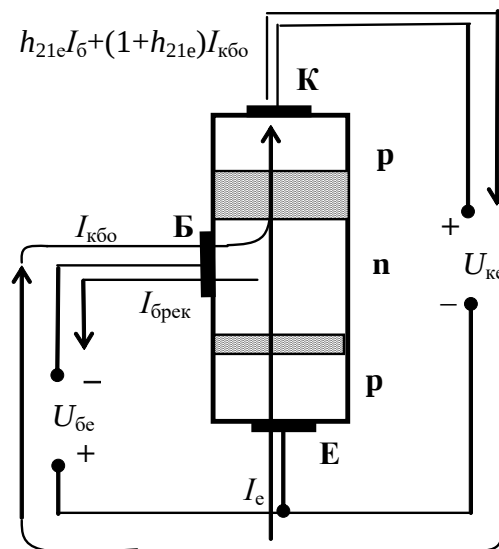


Рис.3.6 Включення БТ зі спільним емітером

З рівняння (3.19) слідує, що струм колектора складається зі складової βI_b , яка залежить від вхідного струму і $I_{кео} = (\beta+1)I_{кбо}$.

Коефіцієнт пропорційності β встановлює зв'язок між складовою струму колектора і струмом бази. Його називають статичним коефіцієнтом передачі струму бази і його значення приводяться в довідковій літературі.

При значеннях $\alpha = 0,95 \dots 0,99$ значення β складають відповідно 19...99.

З виразу (3.19) видно, що в схемі зі СЕ зворотний струм колектора $I_{кбо}$ в $(\beta + 1)$ раз більше, ніж в схемі зі СБ. Причиною цього є те, що струм $I_{кбо}$ – це одна зі складових базового (вхідного) струму, підсилюваного транзистором при його включенні по схемі зі СЕ. Це значний недолік схеми зі СЕ. Перевагою схеми зі спільним емітером є те, що $\beta \gg 1$.

Оскільки при однакових вхідних напругах $|U_{еб} = U_{бе}|$ вхідний струм бази в схемі зі СЕ значно менший вхідного струму емітера в схемі зі СБ, то схема зі СЕ має вхідний опір значно більший, ніж схема зі СБ.

Включення транзистора зі спільним колектором

Схема включення транзистора зі спільним колектором (СК) зображена на рис.3.7. Полярність напруги бази відносно колектора $U_{бк}$ і емітера відносно колектора $U_{ке}$ забезпечує включення емітерного переходу в прямому напрямку, а колекторного – в зворотному.

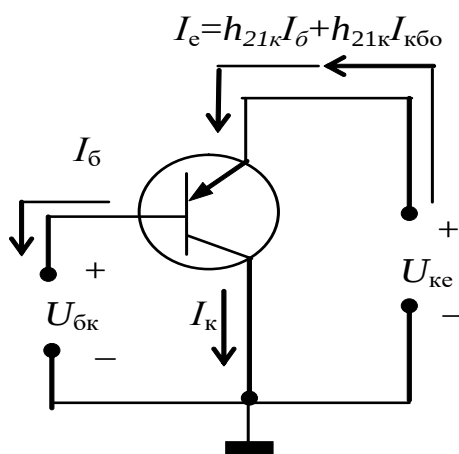


Рис.3.7 Схема включення БТ зі спільним колектором

При такому включенні управляючим струмом є струм бази, а струмом, яким управляють – струм емітера. На основі співвідношень (3.11) і (3.14) одержимо:

$$I_e = \frac{1}{1-\alpha} \cdot I_b + \frac{1}{1-\alpha} I_{кбо}. \quad (3.20)$$

Позначивши:

$$\beta' = \frac{1}{1 - \alpha}, \quad (3.21)$$

рівняння (3.20) можна представити у вигляді:

$$I_e = \beta' \cdot I_{\text{б}} + \beta' I_{\text{кбо}}. \quad (3.22)$$

Таким чином, вихідний струм в схемі зі СК складається зі складових $\beta' I_{\text{б}}$ і $\beta' I_{\text{кбо}}$.

Параметр β називають статичним коефіцієнтом передачі струму бази в схемі зі СК. Порівняння виразів (3.21) і (3.18) свідчить, що коефіцієнти β і β' мало відрізняються один від одного.

Вхідна напруга $U_{\text{бк}}$ в схемі зі СК менша її вихідної напруги $U_{\text{ек}}$ на незначну величину $U_{\text{еб}}$. В той же час вхідний струм $I_{\text{б}}$ значно менший вихідного струму $I_{\text{е}}$. Саме тому схема з СК має важливу особливість: дуже великий вхідний і дуже малий вихідний опори.

3.5 Статичні характеристики біполярного транзистора

Статичні характеристики описують взаємозв'язок між вхідними і вихідними струмами і напругами транзисторів, якщо в колі колектора відсутні навантаження. Ці характеристики використовують при практичних розрахунках схем на транзисторах. Можна скласти ряд сімейств таких характеристик, але самими поширеними являються вхідні $I_{\text{вх}} = f(U_{\text{вх}})$ при $U_{\text{вих}} = \text{const}$ і вихідні $I_{\text{вих}} = f(U_{\text{вих}})$ при $I_{\text{вх}} = \text{const}$.

Використовують також характеристики зворотного зв'язку по напрузі $U_{\text{вх}} = f(U_{\text{вих}})$ при $I_{\text{вх}} = \text{const}$ і передачі струму $I_{\text{вих}} = f(I_{\text{вх}})$ при $U_{\text{вих}} = \text{const}$. Дві останні характеристики застосовують рідше вхідних і вихідних, причому вони можуть бути одержані з вхідних і вихідних характеристик.

Раніше було показано, що в транзисторі струми, які течуть у виводах електродів, взаємозв'язані і тому статичні характеристики для кожної з трьох схем включення транзистора виявляються різними. При цьому для негативних напруг характеристики зображаються також в першому квадранті.

Вхідні та вихідні статичні характеристики біполярного транзистора для схеми зі спільною базою.

Схема для дослідження характеристик транзистора зображена на рис.3.8.

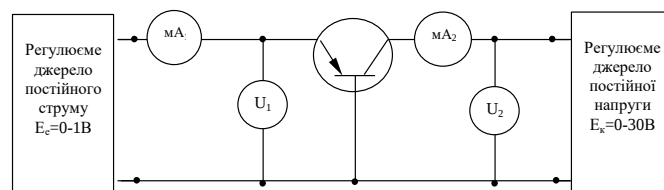


Рис.3.8 Схема для дослідження характеристик транзистора зі спільною базою.

Сімейство вхідних статичних характеристик являє собою залежність $I_e = f(U_{еб})$ при $U_{кб} = \text{const}$. По своєму вигляду ці характеристики нагадують прямі гілки вольт – амперних характеристик напівпровідникових діодів. При невеликих напругах струм змінюється по експоненціальному закону, а з зростанням напруги характер залежностей стає прямолінійним. При $U_{кб} = 0$ характеристики співпадають з характеристикою p - n -перехода, який включається в прямому напрямку.

При збільшенні абсолютного значення напруги на колекторі ($|U_{кб}| > 0$) криві незначно зміщуються вліво і вгору, і розміщуються достатньо близько одна до однієї, тому що вплив $U_{кб}$ на струм I_e незначний. Він проявляється лише в тому, що при підвищенні $|U_{кб}|$ збільшується зміщення колекторного переходу, тобто зменшується товщина бази (на рис.3.9) відстань між кривими для різних значень $U_{кб}$ показана значно більшою, ніж реальна).

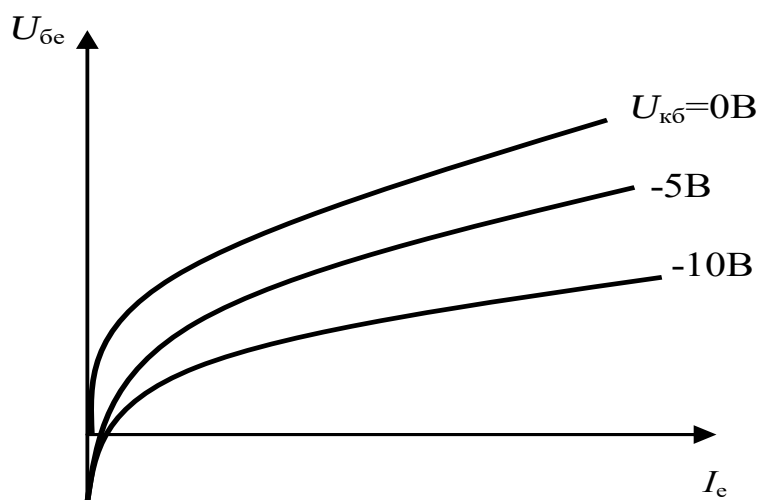


Рис.3.9 Вхідні характеристики біполярного транзистора

Зменшення товщини бази визиває збільшення градієнта концентрації неосновних носіїв зарядів бази (дірок, інжектованих з емітера), тому швидкість проходження дірками бази збільшується, отже, зростає і струм емітера.

Вхідний опір транзистора в схемі зі СБ $r_{вх} = dU_{еб}/dI_e$ (при $U_{кб} = \text{const}$) дуже малий і складає одиниці–десятки Ом, тому що незначна зміна напруги емітера значно впливає на висоту потенціального бар'єру емітерного переходу, включеного в прямому напрямку, і, отже, на струм емітера.

Сімейство вихідних статичних характеристик являє собою залежності $I_k = f(U_{кб})$ при $I_e = \text{const}$ і показано на рис. 3.10.

При збільшенні струму емітера струм колектора збільшується при заданій напрузі на колекторі. При $I_e = 0$ через колектор тече зворотний струм колекторного переходу $I_{кбо}$, який практично не залежить від напруги на колекторі.

При напрузі на колекторі, рівній нулю ($U_{кб} = 0$), $I_k = 0$, тому що струм емітера в цьому випадку не дорівнює нулю. При прямій напрузі на колекторному переході

$U_{кб} > 0$ (розглядається транзистор $p-n-p$ – типу) струм колектора при зміні напруги різко змінюється – транзистор працює в режимі насичення.

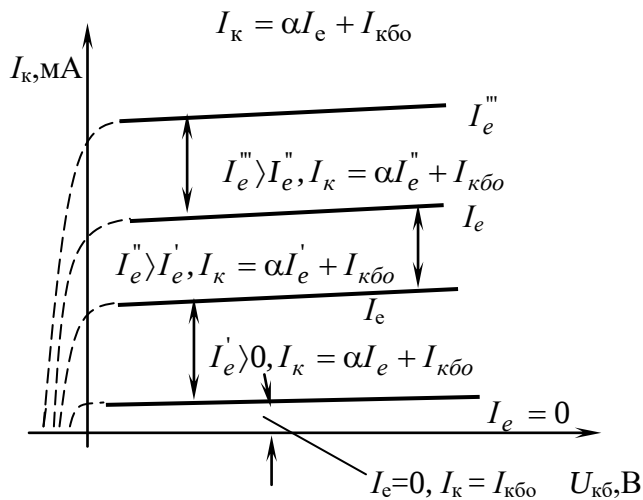


Рис.3.10 Вихідні характеристики біполярного транзистора

Вихідний опір в схемі з СБ $r_{вих} = dU_{кб}/dI_K$ (при $I_e = \text{const}$) дуже великий і складає сотні кілоом, тому що зміна напруги на колекторі майже не впливає на струм колектора, значення якого визначається струмом емітера і зворотним струмом колекторного переходу $I_{кбо}$, на який струм колектора не впливає.

Вхідні і вихідні статичні характеристики біполярного транзистора в схемі зі спільним емітером

Схема для дослідження характеристик зображена на рис. 3.11

Сімейство вхідних статичних характеристик являє собою залежності $I_b = f(U_{бe})$ при $U_{кe} = \text{const}$ і показано на рис.3.12.

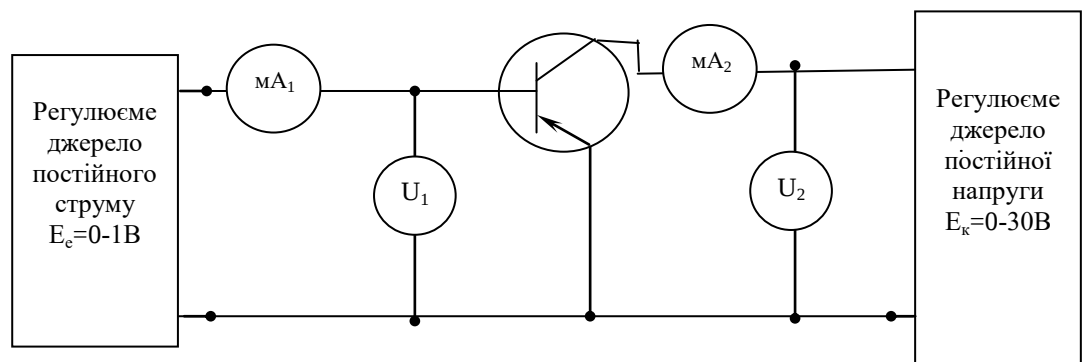


Рис. 3.11 Схема для дослідження характеристик з спільним емітером

Струм бази – це алгебраїчна сума струмів, один з яких визивається рекомбінацією носіїв зарядів емітера і бази (він пропорціональний струму емітера), другий являється зворотним струмом колекторного переходу.

Чим більша напруга $U_{бе}$, тим більший струм бази, тому що при збільшенні прямої напруги на емітерному переході знижується потенціальний бар'єр. Подолати його в цьому випадку може значна кількість основних носіїв зарядів емітера (дірок), і більше число їх зможе рекомбінувати з електронами бази. Рекомбінаційна складова струму бази (це частина струму емітера, хоча і незначна) визначає характер вхідної характеристики, який наближається по характеру до вхідної характеристики для схеми зі СБ.

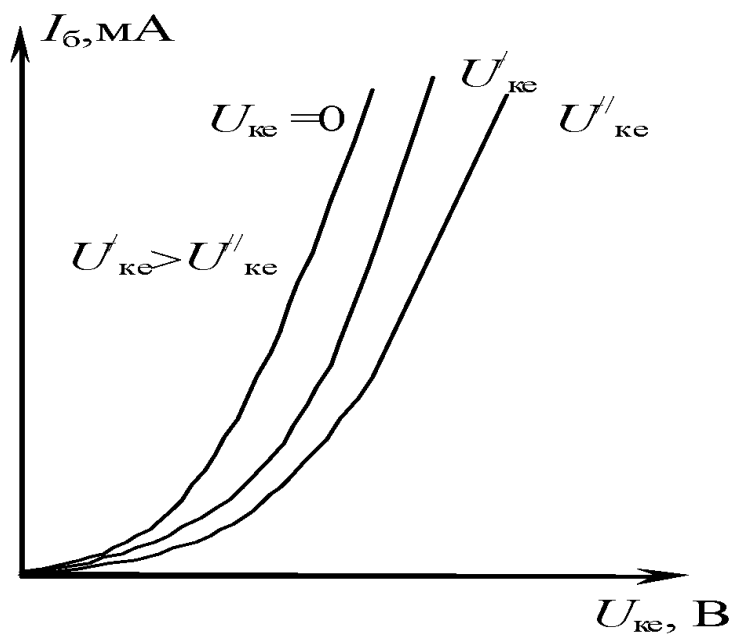


Рис.3.12 Вхідні характеристики БТ.

При збільшенні абсолютного значення напруги на колекторі $U_{ке}$ струм бази зменшується, характеристики зміщуються вправо від характеристики при $U_{ке}=0$. Це пояснюється тим, що ширина колекторного переходу збільшується, а оскільки він знаходиться в основному в базі, ширина бази зменшується, що визиває зменшення рекомбінаційної складової струму бази.

Вхідний опір транзистора, включеного по схемі зі СЕ, $r_{вх}=dU_{ке}/dI_{к}$ при $U_{ке}=\text{const}$ порівняно невеликий, але набагато більший, ніж в схемі зі СБ (якщо вважати $\partial U_{бе}=\partial U_{еб}$, то зміна струму бази $\partial I_{б}$ буде значно меншою, ніж зміна струму емітера $\partial I_{е}$ в схемі з СБ).

Сімейство вихідних статичних характеристик показано на рис.3.13. і являє собою залежності $I_{к} = f(U_{ке})$ при $I_{б} = \text{const}$.

Вихідні характеристики не пересікаютьвісь ординат і практично сходяться на початку координат, тому що при напрузі на колекторі, яка дорівнює нулю, струм колектора практично дорівнює нулю.

В початковій частині характеристики мають значну крутизну. Це пояснюється тим, що при напругах на колекторі $U_{ке}$, менших по абсолютному значенню напруги на базі $U_{бе}$, колекторний перехід включається в прямому напрямі (напруга на колекторному переході дорівнює $U_{кб} = |U_{ке}| - |U_{бе}|$). Тому досить незначно змінити напругу $U_{ке}$, щоб струм I_k сильно змінився. Ця ділянка характеризується малим вихідним опором $r_{вих} = dU_{ке} / dI_k$.

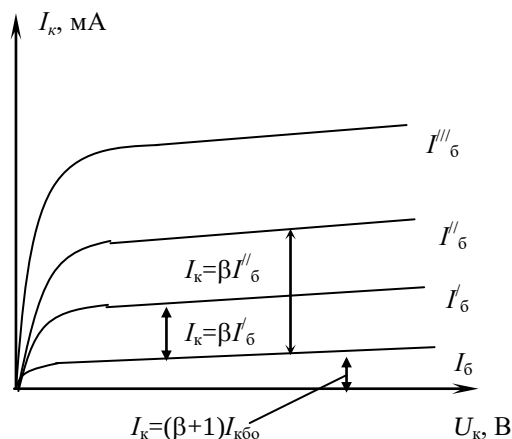


Рис.3.13 Сімейство вихідних статичних характеристик біполярного транзистора

На ділянці $|U_{ке}| > |U_{бе}|$ колекторний перехід зміщується в зворотному напрямі, вихідний опір великий і складає одиниці – десятки кілоом. При розімкнутому колі бази в колі колектора тече зворотний струм, який дорівнює $I_{ко} = (\beta + 1) \cdot I_{кбо}$.

Вплив температури на статичні характеристики біполярного транзистора

При кімнатній температурі іонізовані всі атоми домішок і невелика частина атомів основної речовини напівпровідника. Завдяки цьому в емітерній, базовій і колекторній областях транзистора забезпечуються необхідні концентрації основних і неосновних носіїв.

Зі збільшенням температури середовища або при нагріві транзистора струмами енергія атомів основної речовини збільшується і зростає кількість генеруємих пар "електрон–дірка".

В результаті підвищення концентрації носіїв електропровідність областей транзистора збільшується і його нормальна робота порушується. Розрахунок і експериментальні дослідження свідчать, що максимальна робоча температура германієвих транзисторів лежить в межах від +70 до +100 °С.

У кремнієвих транзисторів внаслідок більшої ширини забороненої зони енергія, яка необхідна для іонізації атомів основної речовини, виявляється більшою, ніж у германієвих, і тому максимальна робоча температура кремнієвих транзисторів може складати від +125 до +200 °С.

Мінімальна робоча температура транзистора визначається енергією іонізації домішкових атомів і їх концентрацією. Звичайно ця енергія невелика (0,05...0,01 еВ), і

з цієї точки зору транзистор може працювати при температурі, близькій до $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$. Фактично нижня температура обмежується термостійкістю корпусу і допустимими змінами параметрів і складає від -60 до $-70\text{ }^{\circ}\text{C}$.

3.6 Диференціальні параметри біполярного транзистора

Система малосигнальних h -параметрів

Статичні характеристики транзисторів ілюструють нелінійну залежність в них струмів від напруг. Для підсилювальних каскадів на транзисторах характерним являється режим роботи з малими сигналами. При малому рівні сигнала статичні характеристики в межах робочої області можна вважати лінійними. Для змінних складових струмів і напруг (тобто при малому рівні сигналу), транзистор, який підключається до джерел електроживлення, можна розглядати як активний чотирьохполіусник (рис. 3.14). На входних затискачах 1–2 такого чотирьохполіусника діють напруга U_1 і струм I_1 , а на вихідних 3–4 – напруга U_2 і струм I_2 .

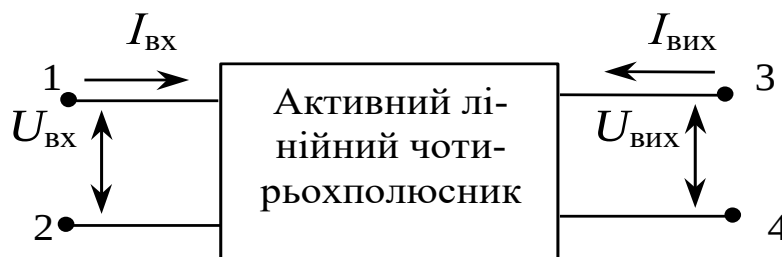


Рис. 3.14 Активний чотирьохполіусник

Транзистор вважається активним чотирьохполіусником, тому що при підключенні до джерел живлення він може підсилювати потужність підведеного на вхід сигналу. В пасивних чотирьохполіусниках (наприклад, в трансформаторах) потужність підведеного сигналу на виході не збільшується.

Зв'язок між струмами і напругами в чотирьохполіуснику можна представити двома функціональними залежностями, в яких за аргументи можуть бути вибрані будь-які з чотирьох величин: I_1 , I_2 , U_1 і U_2 .

При аналізі роботи транзисторів звичайно використовують дві функціональні залежності. В кожній з них напруги і струми зв'язані своїми коефіцієнтами, які являються параметрами транзистора. Найбільш розповсюдженою являється диференціальна система h – параметрів. Для аналізу роботи транзистора на високих частотах зручно користуватися системою провідностей (Y – параметрів).

Диференціальні параметри дозволяють представити транзистор у вигляді еквівалентної схеми для змінних складових струмів і напруг. Ці схеми значно полегшують аналіз і інженерний розрахунок транзисторних схем.

Вважаючи незалежними змінними вхідний струм I_1 і вихідну напругу U_2 , а залежними – вхідну напругу U_1 і вихідний струм I_2 , тобто $U_1, I_2 = f(I_1, U_2)$, можна струми і напруги на вході і виході зв'язати системою рівнянь.

$$\left. \begin{aligned} dU_1 &= h_{11}dI_1 + h_{12}dU_2 \\ dI_2 &= h_{21}dI_1 + h_{22}dU_2 \end{aligned} \right\} \text{ або } \left. \begin{aligned} \Delta U_1 &= h_{11}\Delta I_1 + h_{12}\Delta U_2 \\ \Delta I_2 &= h_{21}\Delta I_1 + h_{22}\Delta U_2 \end{aligned} \right\} \quad (3.23)$$

Коефіцієнти $h_{11}h_{12}h_{21}h_{22}$ в системі рівнянь є змішаними параметрами. Назва "змішані" дана тому, що серед них існують дві відносні величини, один опір і одна провідність. Саме h – параметри приводяться в довідниках. Параметри h – системи зручно вимірювати. Це дуже важливо, тому що в довідниках публікуються значення параметрів, які являються середніми, одержаними в результаті вимірів параметрів декількох транзисторів даного типу.

Два з h – параметрів визначаються при короткому замиканні для змінного струму на виході, тобто в відсутність навантаження в вихідному колі. В цьому випадку на вихід транзистора подається лише постійна напруга ($U_2 = \text{const}$) від джерела живлення.

Інші два параметри визначаються при розірваному для змінного струму вхідному колі, тобто в вхідному колі існує лише постійний струм ($I_1 = \text{const}$), який утворюється джерелом живлення. Умови $U_2 = \text{const}$ і $I_2 = \text{const}$ не важко виконати на практиці при вимірюванні h – параметрів.

В систему h -параметрів входять такі величини – **вхідний опір**:

$$h_{11} = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1}, \text{ при } U_2 = \text{const} \quad (3.24),$$

являє собою опір транзистора між вхідними затискачами для змінного струму при короткому замиканні на виході, тобто в відсутність вихідної змінної напруги ($U_2 = 0$).

При такій умові зміна вхідного струму ΔI_1 є результатом зміни лише вхідної напруги ΔU_1 . Якби на виході діяла змінна напруга, то вона за рахунок зворотного зв'язку, який існує в транзисторі, впливала б на вхідний струм. В результаті вхідний опір був би різний в залежності від змінної напруги на виході, яка, в свою чергу, залежить від опору навантаження R_n . Але параметр h_{11} повинен характеризувати лише транзистор (незалежно від R_n) і тому він визначається при $U_2 = \text{const}$ ($U_2 = 0$), тобто при $R_n = 0$.

Для схеми зі СБ вхідний опір визначається як:

$$h_{11e} = \frac{\Delta U_{eб}}{\Delta I_e}, \text{ при } U_{кб} = \text{const} \text{ складає десятки – сотні Ом.}$$

В схемі зі СЕ $h_{11e} = \frac{\Delta U_{\text{бe}}}{\Delta I_{\text{б}}}$, при $U_{\text{ке}} = \text{const}$ складає одиниці–десятки кілоом;
Коефіцієнт зворотного зв'язку по напрузі:

$$h_{12} = \frac{\Delta U_{\text{бe}}}{\Delta U_{\text{ке}}}, \text{ при } I_1 = \text{const} \quad (3.25)$$

показує, яка частина вихідної змінної напруги передається на вхід транзистора внаслідок наявності в ньому внутрішнього зворотного зв'язку.

Умова $I_1 = \text{const}$ в данному випадку підкреслює, що у вхідному колі не має змінного струму, тобто це коло розімкнуте для змінного струму, а тому зміна напруги на вході $\otimes U_1$ є результатом зміни лише вихідної напруги $\otimes U_2$.

Як було вказано вище, в транзисторі завжди існує внутрішній зворотний зв'язок за рахунок того, що електроди транзистора мають електричне з'єднання між собою, і за рахунок опору бази. Цей зворотний зв'язок існує на будь-якій низькій частоті, навіть при $f = 0$, тобто на постійному струмі.

Для схеми зі СБ $h_{12\text{б}} = \frac{\Delta U_{\text{еб}}}{\Delta U_{\text{кб}}} = 10^{-3} \dots 10^{-4}$ при $I_{\text{е}} = \text{const}$.

Для схеми зі СЕ $h_{12\text{е}} = \frac{\Delta U_{\text{бe}}}{\Delta U_{\text{ке}}} \approx 10^{-3}$, при $I_{\text{б}} = \text{const}$;

Коефіцієнт передачі струму:

$$h_{21} = \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1}, \text{ при } U_2 = \text{const} \quad (3.26)$$

показує підсилення змінного струму транзистором в режимі роботи без навантаження.

Умова $U_2 = \text{const}$, тобто $R_{\text{н}} = 0$, і в цьому випадку задається для того, щоб зміна вихідного струму I_2 залежала лише від зміни вхідного струму I_1 . Саме при виконанні цієї умови параметр буде дійсно характеризувати підсилення струму самим транзистором. Якби вихідна напруга змінювалась, то вона впливала б на вихідний струм і по зміні цього струму вже не можна було б правильно оцінити підсилення.

Для схеми зі СБ $h_{21\text{б}} = \frac{\Delta I_{\text{к}}}{\Delta I_{\text{е}}}$, при $U_{\text{кб}} = \text{const}$

характеризує передачу струму емітера і для більшості транзисторів складає 0,95...0,995. В схемі зі СЕ $h_{21e} = \Delta I_k / \Delta I_b$, при $U_{ке} = \text{const}$ характеризує передачу струму бази і складає десятки–сотні;

Вихідна провідність

$$h_{22} = \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2}, \text{ при } I_1 = \text{const} \quad (3.27)$$

являє собою внутрішню провідність для змінного струму між вихідними затискачами транзистора.

Струм I_2 повинен змінюватися лише під впливом зміни вихідної напруги U_2 . Якщо при цьому струм I_1 не буде постійним, то його зміни приведуть до змін струму I_2 і значення h_{22} буде визначено невірно.

Величина h_{22} вимірюється в сименсах (См) і для схем зі СБ складає:

$$h_{22б} = \frac{\Delta I_k}{\Delta U_{кб}} \approx 10^{-6} \text{ см}, \text{ при } I_e = \text{const}.$$

В схемі зі СЕ:

$$h_{22е} = \frac{\Delta I_k}{\Delta U_{ке}} \approx 5 \cdot 10^{-5} \text{ см}, \text{ при } I_b = \text{const}.$$

Але провідність в практичних розрахунках використовується значно рідше, ніж опір, тому частіше застосовується вихідний опір $R_{вих} = 1/h_{22}$, який вимірюється в омах або в кілоомах.

В табл. 3.1 для схем СБ і СЕ приводяться значення h – параметрів, причому замість h_{22} використовується вихідний опір $R_{вих}$.

Знаходяться h – параметри по характеристикам для заданої робочої точки згідно приведених вище формул.

Таблиця 3.1
Значення h параметрів транзистора

Параметр	Схема СБ	Схема СЕ
h_{11}	Одиниці–десятки Ом	Одиниці–десятки кОм
h_{12}	10^{-3} – 10^{-4}	10^{-3} – 10^{-4}
h_{21}	0,95–0,998 (α)	Десятки–сотни (β)
h_{22}	Сотни кОм	Одиниці–десятки кОм

Малосигнальні h – параметри залежать від вибраного режиму роботи транзистора, який задається подачею початкових напруг зміщення на емітерний і колекторний переходи. Ці напруги визначають положення початкової робочої точки на статичних характеристиках. Для вибраного режиму роботи h – параметри визначають по сімействам вхідних і вихідних характеристик.

Розглянемо загальну методику визначення h – параметрів транзистора. Насамперед необхідно переписати систему лінійних рівнянь (3.23) активного чотирьохполосника згідно вибраної схеми включення транзистора. При цьому треба пам'ятати, що параметри h_{11} і h_{12} визначаються на сімействах вхідних характеристик (рис.3.15), а параметри h_{21} і h_{22} – на сімействах вихідних характеристик.

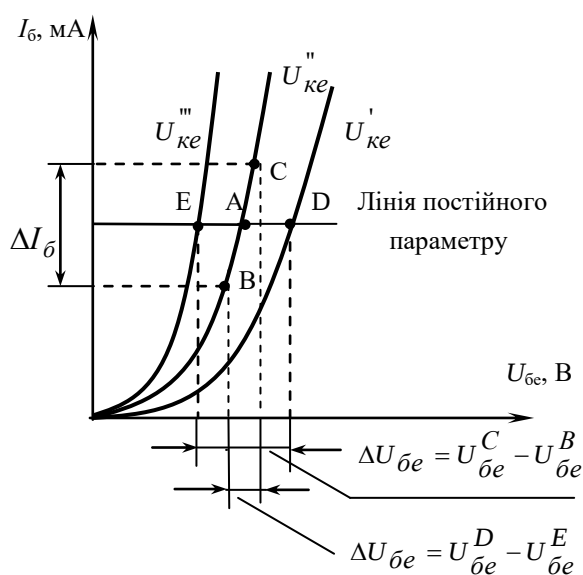


Рис.3.15 Сімейства вхідних характеристик БТ

Наприклад, для транзистора $n-p-n$ – типу по схемі зі СЕ система лінійних рівнянь має вигляд:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_{\text{бе}} &= h_{11} \Delta I_{\text{б}} + h_{12e} \Delta U_{\text{ке}} \\ \Delta I_{\text{к}} &= h_{21e} \Delta I_{\text{б}} + h_{22e} \Delta U_{\text{ке}} \end{aligned} \right\} \quad (3.28)$$

З цієї системи рівнянь треба записати аналітичний вираз необхідного h – параметра і умову, при якій цей параметр визначається.

В даному прикладі, параметри h_{11e} і h_{12e} визначаються з першого рівняння системи, а їх аналітичні вирази і умови записуються відповідно як:

$$h_{11e} = \frac{\Delta U_{\text{ке}}}{\Delta I_{\text{б}}} \text{ , при } U_{\text{ке}} = \text{const} \text{ (} \Delta U_{\text{ке}} = 0 \text{)}$$

$$h_{12e} = \frac{\Delta U_{\text{бе}}}{\Delta U_{\text{ке}}} \text{ , при } I_{\text{б}} = \text{const} \text{ (} \Delta I_{\text{б}} = 0 \text{)}$$

а параметри h_{21e} і h_{22e} визначаються з другого рівняння системи, з якого записуються відповідно їх аналітичні вирази і умови, при яких ці параметри визначаються:

$$h_{21e} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_6}, \text{ при } U_{ке} = \text{const} (\Delta U_{ке} = 0)$$

$$h_{22e} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{ке}}, \text{ при } I_6 = \text{const} (\Delta I_6 = 0)$$

На відповідних сімействах статичних характеристик знаходиться початкова робоча точка (ПРТ), причому ця точка позначається на вхідних характеристиках для того ж режиму, що і на вихідних характеристиках.

Нехай для схеми зі СЕ ПРТ, наприклад, має координати $(I_6^3 i U_{ке}^3)$. Знаходимо цю ПРТ на сімействах вхідних і вихідних характеристик відповідно.

Через знайдену ПРТ проводять лінію постійного параметра (ЛПП), яка визначається з умови, при якій обчислюється цей параметр.

В нашому випадку для параметра h_{11e} ЛПП є вхідна характеристика, яка знята при $U_{ке}$, а для параметра h_{12e} – цілія I_6 (див. рис.3.16).

Для параметра h_{21e} ЛПП – цілія $U_{ке} = \text{const}$, а для параметра h_{22e} – це вихідна характеристика, яка знята при $I_6 = \text{const}$ (рис.3.16).

Переміщати ПРТ вздовж ЛПП в обидві сторони від точки А до перетину з сусідніми характеристиками (для h_{12e} – ділянка ED на рис.3.15; для h_{21e} – ділянка EF на рис.3.16) або в межах лінійної ділянки характеристики, якщо вона служить ЛПП (для h_{11e} – ділянка BC на рис.3.15; для h_{22e} – ділянка GH на рис.3.15).

При цьому визначаються необхідні для обчислення h – параметрів прирости струмів і напруг, які підставляються в відповідний аналітичний вираз.

В нашому випадку для обчислення h_{11e} маємо прирости напруги бази

$$\Delta U_{6e} = \left| U_{6e}^B - U_{6e}^C \right| \quad \text{і струму бази } \Delta I_6 = I_6^B - I_6^C; \text{ для } h_{12e} \text{ маємо прирости напруги бази}$$

$$\Delta U_{6e} = \left| U_{6e}^E - U_{6e}^D \right| \quad \text{і напруги колектора } U_{ке} = U_{ке}''' - U_{ке}'.$$

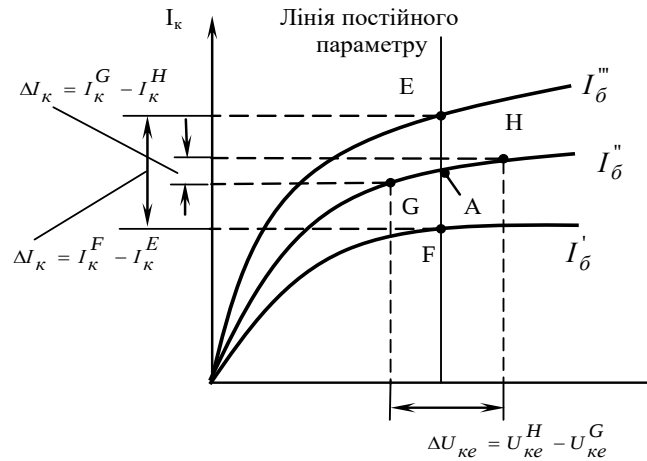


Рис.3.16 Сімейства вихідних характеристик БТ

Для обчислення h_{21E} маємо прирости струмів $\Delta I_K = I_K^E - I_K^F$ і $\Delta I_6 = I_6''' - I_6'$, а для обчислення h_{22E} прирости струму колектора $\Delta I_K = I_K^H - I_K^G$ і напруги колектора $\Delta U_{KE} = U_{KE}^H - U_{KE}^G$.

Після підстановки знайдених приростів у відповідні аналітичні вирази обчислюються h – параметри, які визначаються.

Для транзистора, включеного зі СЕ, маємо:

$$h_{11e} = \frac{\Delta U_{6e}}{\Delta I_6} = \frac{U_{6e}^B - U_{6e}^C}{I_6^B - I_6^C} = \text{сотні Ом} - \text{одиниці кОм, при } U_{KE} = \text{const} (\Delta U_{KE} = 0);$$

$$h_{12e} = \frac{\Delta U_{6e}}{\Delta U_{6e}} = \frac{U_{6e}^A - U_{6e}^D}{U_{KE}''' - U_{KE}'} = 10^{-3} - 10^{-4}, \text{ при } I_6 = \text{const} (\Delta I_6 = 0);$$

$$h_{21e} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_6} = \frac{I_K^E - I_K^F}{I_6''' - I_6'} = \text{десятки} - \text{сотни}, \text{ при } U_{KE} = \text{const} (\Delta U_{KE} = 0);$$

$$h_{22e} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} = \frac{I_K^H - I_K^G}{U_{KE}^H - U_{KE}^G} \approx 5 \cdot 10^{-5} \text{ см}, \text{ при } I_6 = \text{const} (\Delta I_6 = 0)$$

і одержані результати повинні відповідати даним, які приведені в довідниках.

3.7 Динамічний режим роботи біполярного транзистора

При роботі транзистора в різних радіотехнічних схемах в його вхідне коло поступають сигнали, наприклад, змінні напруги. Під дією вхідної змінної напруги змінюються вхідний і вихідний струми транзистора.

Одним із найпоширеніших режимів роботи транзисторів являється їх робота в підсилювальних каскадах. В цьому режимі для одержання корисного сигналу у вихідне коло транзистора включається навантаження. Падіння напруги на опорі

навантаження, яке визивається протікаючим по навантаженню струмом, знижує значення напруги, яка подається на колекторний перехід. Внаслідок цього при подачі на вхід транзистора змінної напруги вихідний струм буде змінюватися як під дією вхідної, так і під дією вихідної напруги, яка взаємозв'язана з вхідною напругою і водночас із нею змінюється.

Принцип роботи транзисторного підсилювача

В практичних схемах транзисторних підсилювачів у вихідне коло транзистора послідовно з опором навантаження включають джерело живлення, а у вхідне коло - джерело сигналу, який повинен бути підсилений.

Режим роботи транзистора з навантаженням називається динамічним. В цьому режимі струми і напруги на електродах транзистора не залишаються постійними, а безперервно змінюються. Розглянемо роботу транзистора, включеного по найбільш поширеній схемі із спільним емітером у динамічному режимі. (рис.3.17).

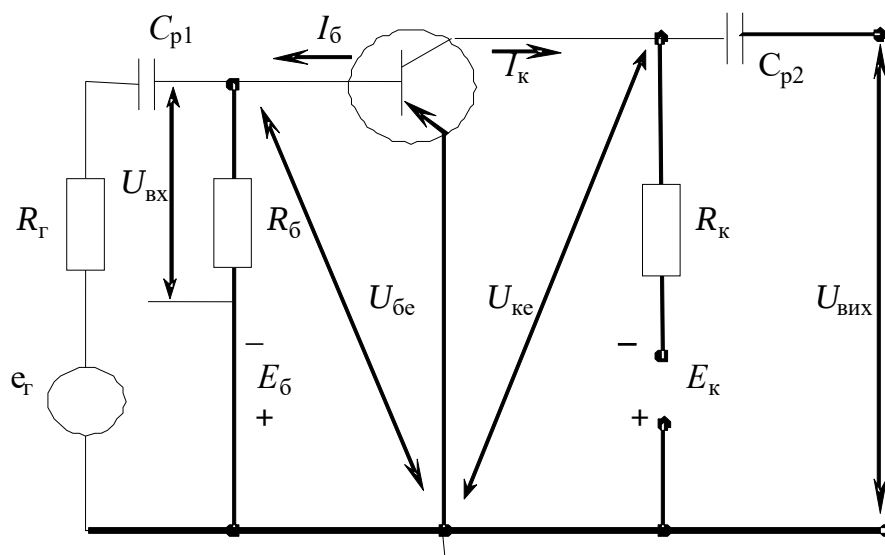


Рис.3.17. Схема із спільним емітером

В цій схемі напруга джерела живлення E_k розподіляється між ділянкою колектор-емітер (виходом схеми) і опором навантаження R_k так, що напруга $U_{ке} = E_k - I_k R_k$

Цей вираз являє собою рівняння динамічного режиму для вихідного кола. Зміни напруги на вході транзистора визивають відповідні зміни струму емітера, бази, і отже, струму колектора I_k . Це приводить до зміни напруги на R_k , в результаті чого змінюється і напруга $U_{ке}$. До речі, живлення транзистора в розглянутій схемі (як і в будь-якій іншій схемі зі спільним емітером) відбувається від одного джерела E_k . Напруга на емітерний перехід подається через резистор $R_б$ в колі бази. Величина опору цього резистора визначає початкову величину постійного струму бази транзистора у відсутність вхідного сигналу.

Характеристики транзистора, який знаходиться в динамічному режимі, відрізняється від характеристик статичного режиму, тому що вони визначаються не лише властивостями самого транзистора, але і властивостями елементів схеми.

Частіше всього використовуються *вихідні і вхідні динамічні характеристики*.

На рис. 3.18 зображені вихідні статичні характеристики транзистора і проведена динамічна характеристика (лінія навантаження) АВ, яка відповідає опору навантаження R_K .

Положення лінії навантаження на статичних характеристиках однозначно визначається напругою джерела живлення E_K і опором резистора R_K . Точка В перетину лінії навантаження з віссю напруги співпадає з точкою, в якій напруга на колекторі дорівнює E_K . Дійсно, ця точка відповідає випадку, коли струм колектора дорівнює нулю. При цьому струм через навантаження не протікає і падіння напруги на опорі навантаження дорівнює нулю.

Отже, вся напруга джерела живлення E_K виявляється прикладеною до ділянки колектор-емітер транзистора.

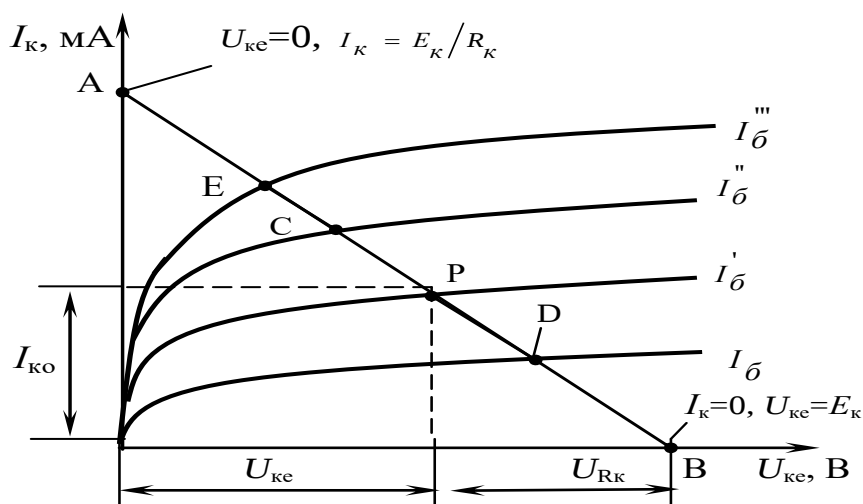


Рис.3.18 Вихідні статичні характеристики транзистора з лінією навантаження.

Точка А перетину лінії навантаження з віссю струмів співпадає з точкою, для

якої виконується умова $I_K = \frac{E_K}{R_K}$, тому що струм колектора у випадку повного відкриття або закриття (якби це було можливо) транзистора, обмежувався б лише величиною опору R_K .

Всі проміжні положення точок на лінії навантаження характеризують можливі напруги і струми у відповідних колах транзистора при подачі сигналу з врахуванням опору навантаження. Любому струму бази відповідають цілком визначені значення струму колектора і колекторної напруги. Так, наприклад, якщо в режимі спокою (до подачі вхідного сигналу) був установлений струм бази I_{B^3} , то робоча точка Р на лінії навантаження вказує відповідні цьому струму значення I_K і U_{KE} .

Вхідна динамічна характеристика являє собою залежність вхідного струму від вхідної напруги в динамічному режимі.(рис.3.19).

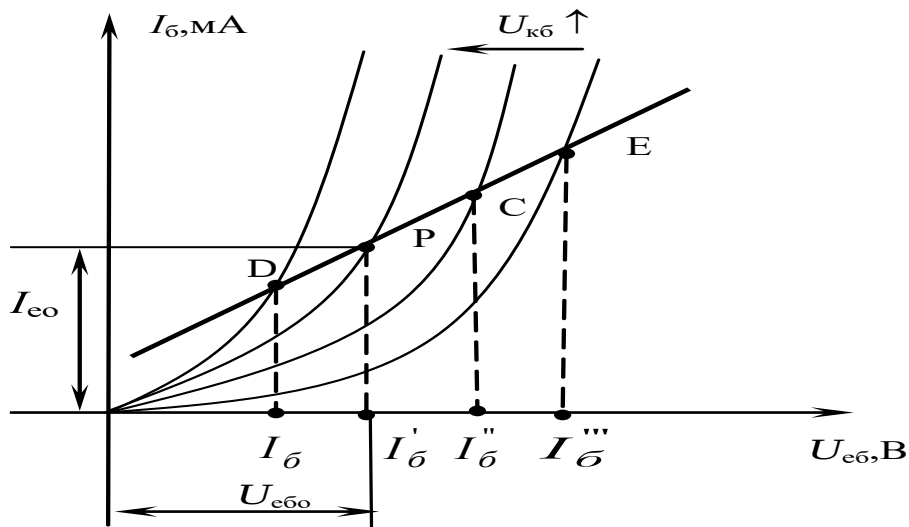


Рис.3.19 Вхідна динамічна характеристика транзистора

Для побудови вхідної динамічної характеристики необхідно для кожного значення напруги на колекторі визначити по вихідній динамічній характеристиці відповідний струм бази.

Потім на вхідних статичних характеристиках необхідно знайти точки, які відповідають знайденим значенням струмів бази. Якщо тепер з'єднати ці точки (D, P, C, E) плавною кривою, то ця крива і буде служити вхідною динамічною характеристикою.

Внаслідок того, що вхідні статичні характеристики транзистора розміщуються густо, іноді для спрощення аналізу роботи і розрахунку транзисторного каскада вхідну динамічну характеристику не будують, а просто одну з вхідних статичних характеристик, знятій при напрузі на колекторі, яка не дорівнює нулю, приймають за динамічну.

Динамічні параметри біполярного транзистора

Основними показниками транзисторного підсилювального каскаду при будь-якій схемі включення транзистора являються:

$$R_{\text{вх}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta I_{\text{вх}}} ;$$

вхідний опір

$$R_{\text{вих}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{вих}}} ;$$

вихідний опір

$$K_i = \frac{\Delta I_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{вх}}} ;$$

коефіцієнт підсилення по струму

$$K_u = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta U_{\text{вх}}} ;$$

коефіцієнт підсилення по напрузі

коефіцієнт підсилення по потужності $K_p = K_i \cdot K_u$

Далі будуть розглянуті вказані основні показники роботи транзистора, які залежать від конкретної схеми його включення і мають різні значення, що буде визначати область практичного застосування цих схем.

Схема підсилювача зі спільною базою

Схема підсилювача, в якій спільним електродом транзистора являється база, показана на рис.3.20. В цій схемі входним електродом служить емітер.

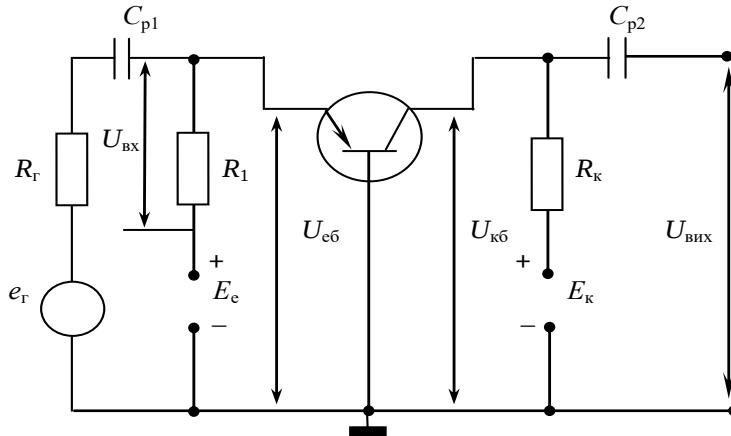


Рис.3.20 Схема підсилювача зі спільною базою

В його коло включається джерело E_e і резистор R_e , які забезпечують необхідну пряму напругу на емітерному переході ($U_{еб0}$) і струм емітера ($I_{е0}$) в режимі спокою (індекс "0" в позначеннях $U_{еб}$ і I_e вказує на те, що на емітер вхідний сигнал ще не подається).

На вхід підсилювача через перехідний ланцюг, який складається з роздільного конденсатора C_{p1} і резистора R_e подається сигнал від генератора з ЕРС e_g і внутрішнім опором R_g . Якщо ЕРС генератора сигналу змінюється по синусоїдальному закону $e_g = E_m \sin \omega t$, то на резисторі R_e виділиться напруга $U_{vx} = U_{mvx} \sin \omega t$, причому внаслідок падіння напруги на внутрішньому опорі R_g $U_{mvx} < E_m$. Напруга U_{vx} підводиться безпосередньо до ділянки емітер-база, тому можна позначити $U_{mvx} = U_{me}$, а $U_{vx} = U_{еб}$.

Коло колектора складається з резистора навантаження R_k і джерела постійної напруги E_k . Робота підсилювача пояснюється епіюрами, показаними на рис.3.21. Початковий струм спокою $I_{к0}$ утворює на R_k падіння напруги $I_{к0} R_k$, тому напруга на колекторі в режимі спокою буде менше напруги E_k (рис.д) і визначається з умови: $U_{кб} = E_k - I_{к0} R_k$.

Під дією вхідної напруги ($e_g \neq 0$) пряма напруга на емітерному переході змінюється (рис.3.21 б), що супроводжується зміною струмів емітера і колектора (рис.3.21 в,г).

Якщо робота відбувається на лінійних ділянках характеристик транзистора, то форми змінних складових струму емітера і колектора збігаються з формою вхідної

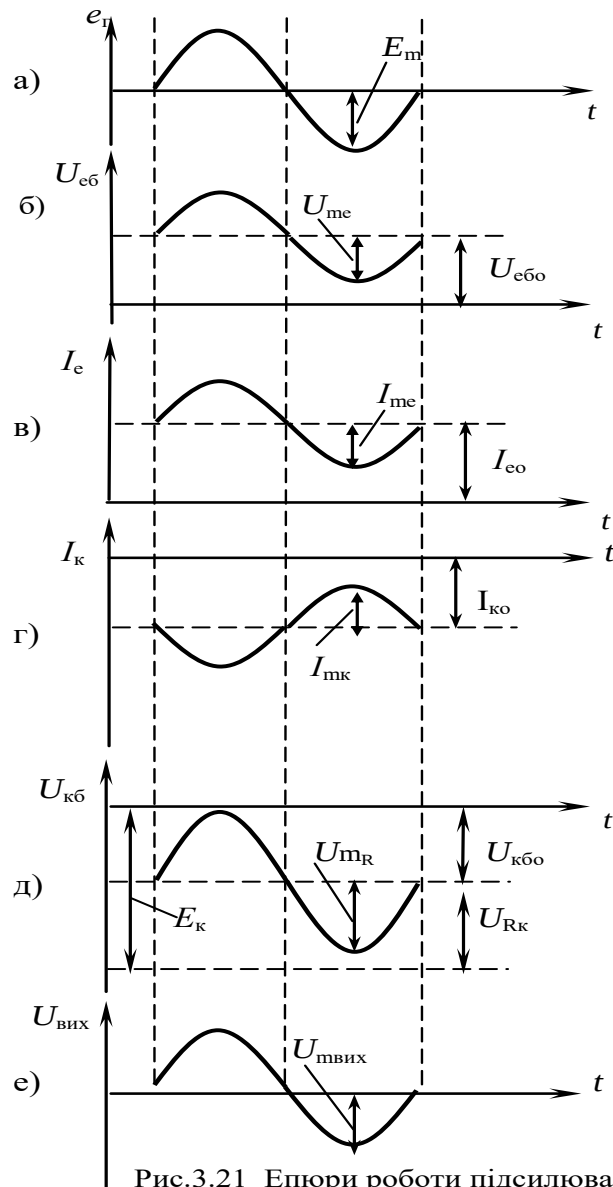


Рис.3.21 Епюри роботи підсилювача

напруги: $I_e = I_{me} \cdot \sin \omega t$, $I_k = -I_{mk} \cdot \sin \omega t$

Напруга колектора залежить від струму колектора і також змінюється по синусоїдальному закону: $U_k = E_k - I_{ko}R_k + R_k I_{mk} \sin \omega t$.

Змінна складова цієї напруги через роздільний конденсатор поступає на вихід підсилювача. При певному виборі опору резистора R_k амплітуда вихідної напруги $U_{mvих} = I_{mk}R_k$ (рис.3.21 е) буде більша амплітуди сигналу, який поступає на вхід підсилювача (рис.3.21 а). Це свідчить про підсилення сигналу по напрузі в схемі зі СБ. При цьому в схемі зі СБ фази вихідної і вхідної напруг збігаються.

Для визначення основних показників транзисторного підсилювача представимо його у вигляді еквівалентної схеми (рис.3.22).

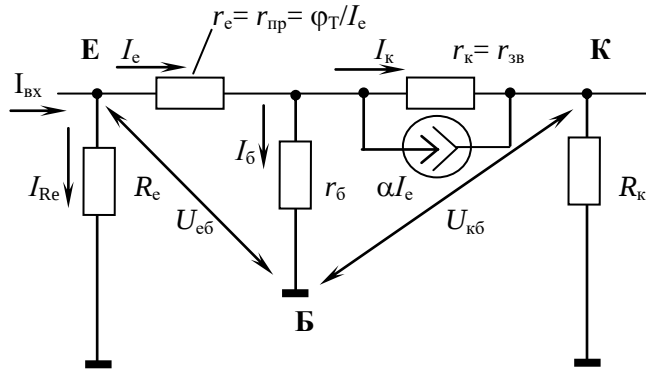


Рис.3.22 Еквівалентна схема транзисторного підсилювача включеного по схемі зі спільною базою

В цій схемі $I_{BX} = I_{Re} + I_e$.

Але $R_e \gg r_e$ тому $I_{R_6} \ll I_e$, отже, можна вважати, що $I_{BX} \approx I_e$.

Визначимо основні показники при схемі включення транзистора зі СБ.

1. Вхідний опір

Оскільки величина опорів r_e і r_6 незначна, вхідний опір каскаду зі СБ досить низький (одиниці-десятки Ом):

$$R_{вхб} = \frac{\Delta U_{BX}}{\Delta I_{BX}} = \frac{\Delta U_{еб}}{\Delta I_e} = \frac{\Delta I_e r_e + \Delta I_6 r_6}{\Delta I_e} = r_e + \frac{\Delta I_6}{\Delta I_e} r_6 = r_e + (1 - \alpha) r_6 \approx r_e [(1 - \alpha) r_6 \ll r_e]$$

$$R_{вихб} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta I_{вих}} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_K} \cdot R_K \approx R_K$$

2. Вихідний опір:

3. Коефіцієнт підсилення по струму:

$$K_{i6} = \frac{\Delta I_{вих}}{\Delta I_{BX}} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_e} = \frac{\Delta(\alpha I_e + I_{к60})}{\Delta I_e} = \frac{\alpha \Delta I_e}{\Delta I_e} \approx \alpha - 1$$

(внаслідок того, що при включенні навантаження R_K струм колектора зменшується, коефіцієнт підсилення по струму для каскаду зі СБ завжди декілька менше статичного коефіцієнта передачі струмуемітера α).

4. Коефіцієнт підсилення по напрузі:

$$K_{уб} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{BX}} = \frac{\Delta U_{кб}}{\Delta U_{еб}} = \frac{\Delta I_K R_K}{\Delta I_e R_{вих}} = \frac{\Delta I_K R_K}{\Delta I_e r_e} = \alpha \frac{R_K}{r_e} \approx \frac{R_K}{r_e} \gg 1$$

5. Коефіцієнт підсилення по потужності:

$$K_{p6} = K_{i6} K_{уб} = \alpha \frac{R_K}{r_e} \approx \frac{R_K}{r_e} \gg 1$$

Таким чином, схема зі СБ придатна для підсилення напруги і потужності. Малий вхідний опір схеми дозволяє на ВЧ вирішити задачу узгодження високоомних вхідних кіл підсилювальних трактів з низькоомним виходом джерел вхідних сигналів

(антен, кабелів і т.і.). Крім того, схема зі СБ більш стійка до самозбудження і вносить при підсилюванні незначні спотворення.

Схема підсилювача зі спільним емітером

Схема цього підсилювача зображена на рис.3.23.

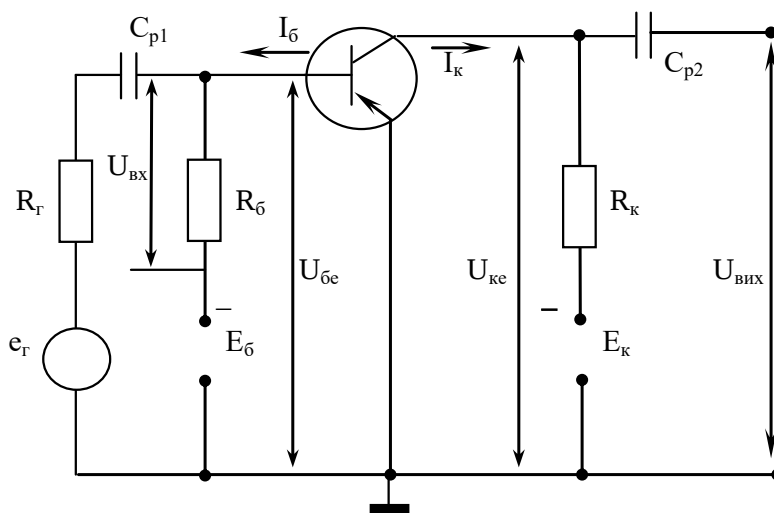


Рис.3.23 Схема підсилювача зі спільним емітером

Основною особливістю схеми зі СЕ являється те, що входним струмом у ній служить не великий струм емітера, а малий по величині струм бази. Вихідним струмом в цій схемі, як і в схемі з СБ, являється струм колектора. Змінна напруга, яка виділяється на резисторі R_K , являється вихідною напругою.

Робота такого підсилювача пояснюється епюрами напруг і струмів, зображеними на рис.3.24.

При $U_{ВХ} = 0$ струми бази і колектора будуть визначатися струмами в початковій робочій точці: $I_{Б0}$ і $I_{К0}$, а напруга на колекторі дорівнює:

$$U_{КЕ0} = E_K - I_{К0} R_K.$$

Під час позитивного півперіоду входної напруги (рис.3.24. а) пряма напруга емітерного переходу зменшується (рис.3.24 б), що приводить до зменшення струмів бази і колектора (рис.3.24 в, г) і до збільшення напруги колекторного переходу (рис. 3.24 д).

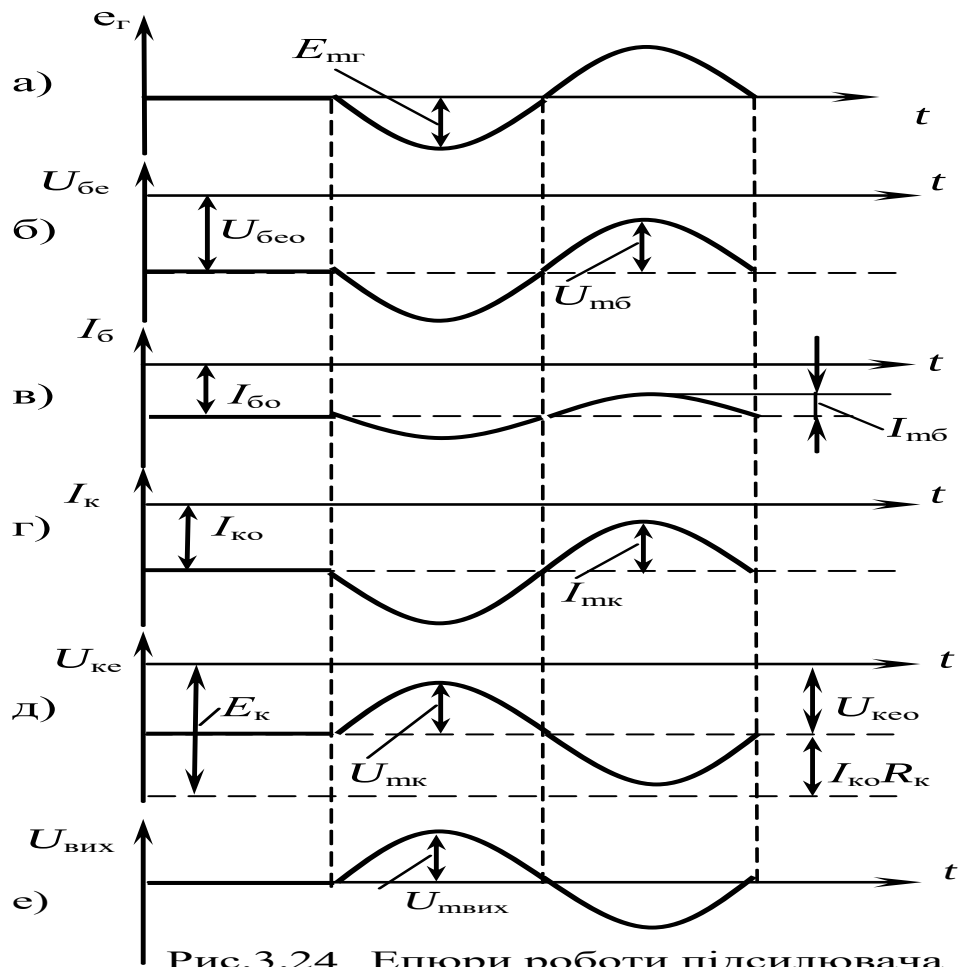


Рис.3.24 Епюри роботи підсилювача зі спільним емітером

При цьому фазовий кут зсуву між змінною напругою на колекторі (яка зумовлюється змінною складовою колекторного струму) і змінною вхідною напругою дорівнює 180° , тобто схема зі СЕ інвертує вхідний сигнал.

При відповідному виборі опору навантаження R_k амплітуда змінної напруги на виході (рис. 3.24 е) такого підсилювача $U_{\text{мвих}} = I_{\text{мк}} R_k$ може значно перевищувати амплітуду вхідної напруги, що свідчить про можливість підсилення сигналу.

В даній схемі, як і в схемі зі СБ, необхідною умовою існування колекторного струму являється наявність джерела постійного струму E_k . Внаслідок того, що напруга в колі колектора значно перевищує напругу, яка підводиться до емітерного переходу, а струми емітера і колектора приблизно однакові, потужність корисного сигналу на виході схеми (в колекторному колі) виявляється набагато більшою, ніж у вхідному (емітерному) колі транзистора. При цьому транзистор являється своєрідним регулятором. Під дією струму (або напруги) вхідного сигналу він управляє струмом джерела живлення E_k . Величина і форма колекторного струму залежить не лише від амплітуди і форми вхідного сигналу, але і від вибраного режиму роботи транзистора, тобто від положення робочої точки на характеристиках транзистора.

Ця схема являється найбільш розповсюдженою, тому що вона дає найбільше підсилення по потужності.

Для визначення основних параметрів схеми зі СЕ (як і схеми зі СБ) будемо використовувати еквівалентну схему заміщення, зображену на рис.3.25.

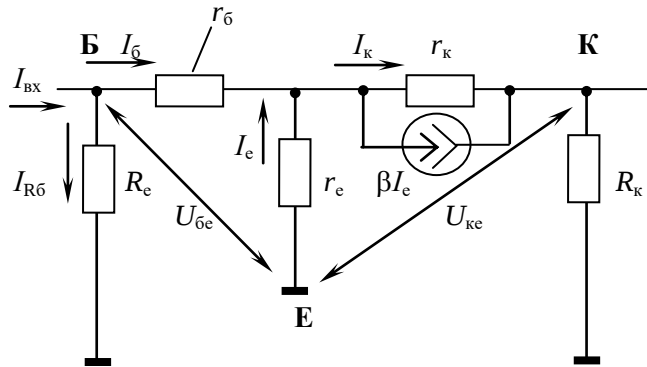


Рис.3.25 Еквівалентна схема транзисторного підсилювача включеного по схемі зі спільним емітером

Вхідний опір для схеми зі СЕ:

$$R_{вх\epsilon} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta I_{вх}} = \frac{\Delta U_{бе}}{\Delta I_{б}} = \frac{\Delta I_{б} r_{б} + I_{к} R_{к}}{\Delta I_{б}} = r_{б} + \frac{\Delta I_{е}}{\Delta I_{б}} r_{е} = r_{б} + (\beta + 1) r_{е}$$

і складає від сотень Ом до одиниць кОм.

Отже, вхідний опір транзистора в схемі зі СЕ значно більший, ніж в схемі зі СБ. Це очевидно з наступної нерівності:

$$\frac{\Delta U_{вх}}{\Delta I_{б}} \gg \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta I_{е}} .$$

Вихідний опір в схемі зі СЕ визначається як:

$$R_{вих\epsilon} = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta I_{вих}} = \frac{\Delta U_{ке}}{\Delta I_{к}} = \frac{\Delta I_{к} R_{к}}{\Delta I_{к}} \approx R_{к}$$

і складає одиниці-десятки кілоом.

Коефіцієнт підсилення по струму:

$$K_{i_e} = \frac{\Delta I_{вих}}{\Delta I_{вх}} = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta I_{б}} = \frac{\Delta(\alpha I_{е} + I_{кбо})}{\Delta[(1 - \alpha) I_{е} - I_{кбо}]} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta \gg 1$$

і складає десятки-сотні.

Коефіцієнт підсилення по напрузі:

$$K_u = \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{вх}} = \frac{\Delta U_{ке}}{\Delta U_{бе}} = \frac{\Delta I_{к} R_{к}}{\Delta I_{б} R_{вх\epsilon}} = \beta \frac{R_{к}}{r_{б} + (\beta + 1) r_{е}} \approx \frac{R_{к}}{r_{е}} \gg 1.$$

$$K_p = K_i K_u = \beta \frac{R_{к}}{r_{е}} \gg \gg 1$$

Коефіцієнт підсилення по потужності

Таким чином, схема зі СЕ придатна для підсилення струму, напруги і потужності. Позитивним у цій схемі являється те, що можливо її живити від одного

джерела напруги E_k , тому що на базу і на колектор подаються напруги одного знаку. Саме тому схема зі СЕ являється найбільш поширеною в РЕТ.

Недоліками даної схеми, порівняно зі схемою зі СБ, являються гірші частотні і температурні властивості. З підвищенням частоти підсилення в схемі зі СЕ знижується в значно більшій степені, ніж в схемі зі СБ. Режим роботи схеми зі СЕ дуже сильно залежить від температури (вплив температури на хід ВАХ транзистора в схемі з СБ і СЕ був розглянутий раніше).

Схема підсилювача зі спільним колектором

Найпростіша схема підсилювача при включенні транзистора зі спільним колектором (СК) представлена на рис.3.26.

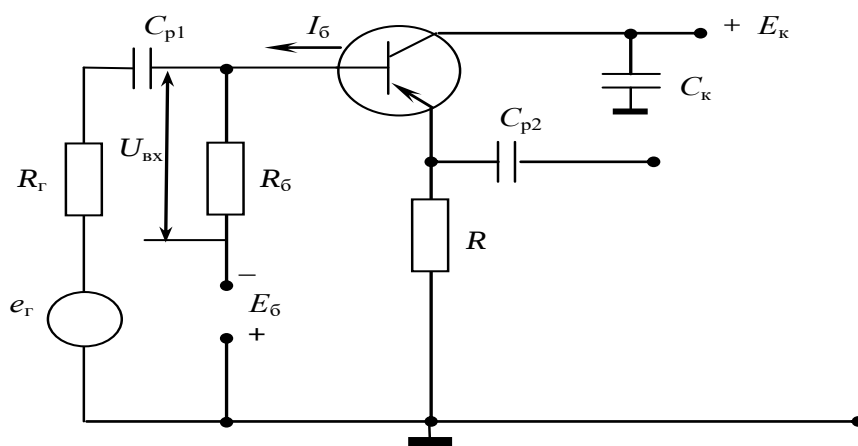


Рис. 3.26. Схема підсилювача при включенні транзистора зі спільним колектором (СК)

В цій схемі дійсно колектор являється спільною точкою входу і виходу, тому що джерела живлення E_b і E_k завжди шунтовані конденсаторами значної ємності для змінного струму можуть вважатися короткозамкненими. При цьому вхідний сигнал подається на базу відносно колектора. Вхідним струмом являється струм бази, а вихідним - струм емітера.

Робота підсилювача при включенні транзистора з спільним колектором пояснюється епюрами струмів і напруг, які представлені на рис.3.27.

При дослідженні полярності змінних напруг можна встановити, що фазовий зсув між $U_{вих}$ і $U_{вх}$ відсутній. Дійсно, наприклад, нехай в момент часу t_1 подається позитивний півперіод $U_{вх}$, як показано на рис.3.27 б.

Тоді зменшуються напруга U_{be} (рис.3.27 б), струм бази I_b (рис.3.27 в) і струм емітера I_e (рис.3.27 г). При цьому падіння напруги на колекторному переході збільшується (рис. 3.27 д), а на резисторі навантаження R_e зменшується (рис.3.27 е). Отже, на виході схеми одержимо позитивний півперіод вихідної напруги (рис.3.27 ж).

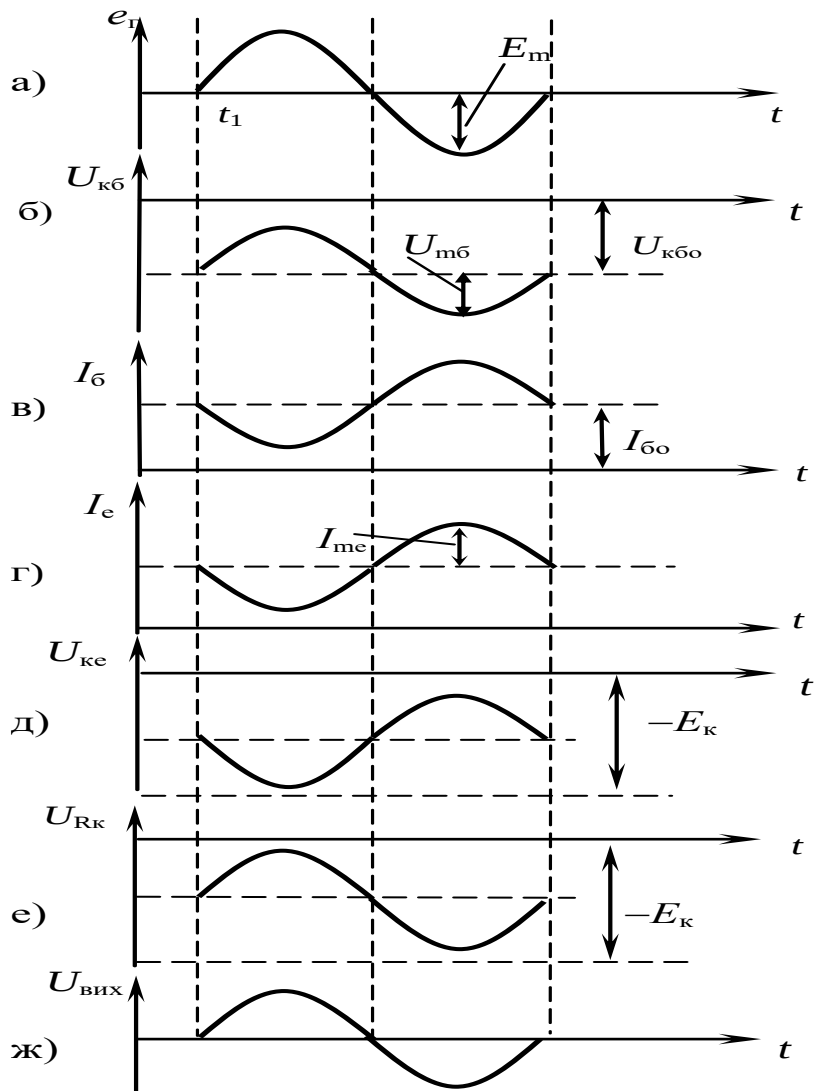


Рис.3.27 Епюри роботи підсилювача зі спільним колектором.

Таким чином, вихідна напруга збігається з вхідною і, як буде показано нижче, майже дорівнює їй. Інакше кажучи, вхідна напруга повторює вихідну. Саме тому даний каскад звичайно називають емітерним повторювачем. Емітерним тому, що резистор навантаження включається у вивід емітера і вихід на напругу газнімається з емітера відносно корпусу.

Щоб визначити параметри схеми зі СК, скористаємося еквівалентною схемою заміщення (рис. 3.28).

В еквівалентній схемі:

$$\Delta U_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{бк}} = \Delta I_{\text{б}} r_{\text{б}} + \Delta I_{\text{е}} (r_{\text{е}} + R_{\text{е}})$$

Основні параметри:

Вхідний опір:

$$R_{\text{вх}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta I_{\text{вх}}} = \frac{\Delta U_{\text{бк}}}{\Delta I_{\text{б}}} = \frac{\Delta I_{\text{б}} r_{\text{б}} + \Delta I_{\text{е}} (r_{\text{е}} + R_{\text{е}})}{\Delta U_{\text{б}}} = r_{\text{б}} + (\beta + 1)[r_{\text{е}} + R_{\text{е}}]$$

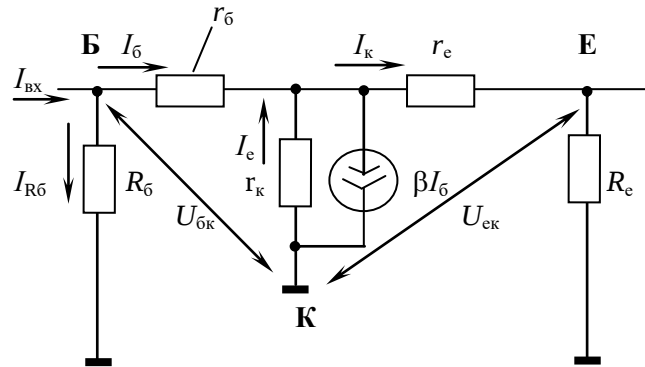


Рис. 3.28 Еквівалентна схема транзисторного підсилювача включеного по схемі зі спільним колектором

Вихідний опір в схемі з СК $R_{\text{вих}}$ залежить від вибраного режиму роботи (від величини струму емітера $I_{\text{е}}$) і для типового режиму роботи (струм емітера одиниці-десятки мА) складає одиниці - десятки Ом.

Коефіцієнт підсилення по струму:

$$K_i = \frac{\Delta I_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{вх}}} = \frac{\Delta I_{\text{е}}}{\Delta I_{\text{б}}} = \beta + 1 \gg 1$$

Коефіцієнт підсилення по струму, очевидно, приблизно дорівнює K_i в схемі зі СЕ, тобто декілька десятків. Особливістю схеми зі СК являється те, що вихідна напруга повністю передається знову на вхід, тобто існує дуже сильний негативний зворотний зв'язок. Неважко бачити, що вхідна напруга при цьому дорівнює сумі змінної напруги база – емітер $U_{\text{бе}}$ і вихідної напруги $\Delta U_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{бе}} + \Delta U_{\text{вих}}$.

Тоді **коефіцієнт підсилення по напрузі** виявляється близьким до одиниці і завжди менший її:

$$K_u = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta U_{\text{вх}}} = \frac{\Delta U_{\text{м вих}}}{\Delta U_{\text{м бе}} + \Delta U_{\text{м вих}}} < 1$$

Отже, каскад зі СК для підсилення сигналів по напрузі непридатний.

Коефіцієнт підсилення по потужності, очевидно, приблизно дорівнює $\beta + 1$, тобто декілька десятків:

$$K_{P_K} = K_{u_K} K_{i_K} \approx \beta + 1.$$

3.8 Одноперехідний транзистор

Одноперехідні транзистори, мають вольт-амперну характеристику з ділянкою негативного диференціального опору

Одноперехідний транзистор, інакше званий двобазовим діодом, має тільки один р-п перехід і три виводи. На рис. 3.29 а і б показана структура, схема включення й умовне позначення одноперехідного транзистора n-p-n типу, на рис. 3.29 в – умовне позначення одноперехідного транзистора p-n-p типу.

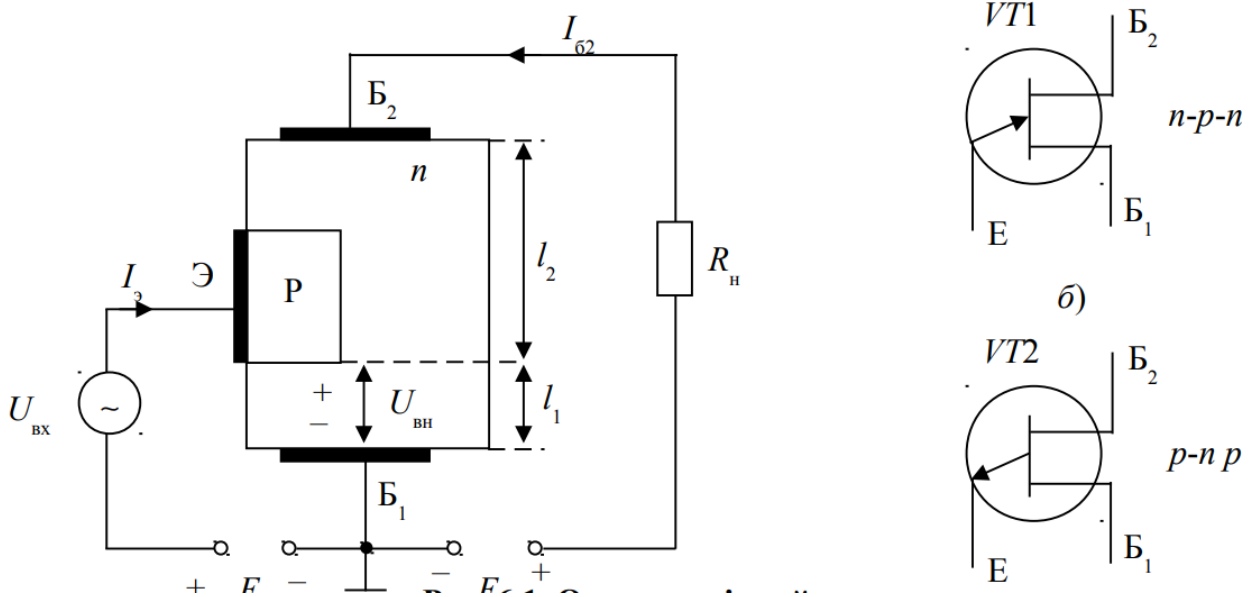


Рис. 3.29 Одноперехідний транзистор

а) структура та схема включення одно перехідного транзистора n-p-n типу; б) умовне позначення одно перехідного транзистора n-p-n типу; в) умовне позначення одно перехідного транзистора p-n-p типу/

База одноперехідного транзистора виконана з напівпровідника n-типу, область емітера – з напівпровідника р-типу. База має два виводи Б1 і Б2, емітер має вивід Е. Емітер і база утворюють р-п-перехід, на який подається пряма зовнішня напруга Е1, на базову область Б1-Б2 подається зовнішня напруга Е2. Вхідну вольт-амперну характеристику одноперехідного транзистора наведено на рис. 3.30.

Розглянемо фізичні процеси в одноперехідному транзисторі.

1) Нехай зовнішня напруга, прикладена між емітером і корпусом, дорівнює нулю $U_e = 0$, де $U_e = U_{вх} + E_1$. При подачі напруги E_2 уздовж бази буде протікати струм I_{62} , який створює падіння напруги між базовими виводами Б2-Б1. Отже, на ділянці бази l_1 (всередині базової області від емітера Е до виводу Б1) буде існувати падіння напруги $U_{вн}$, яка є зворотною для емітерного переходу і запирає його.

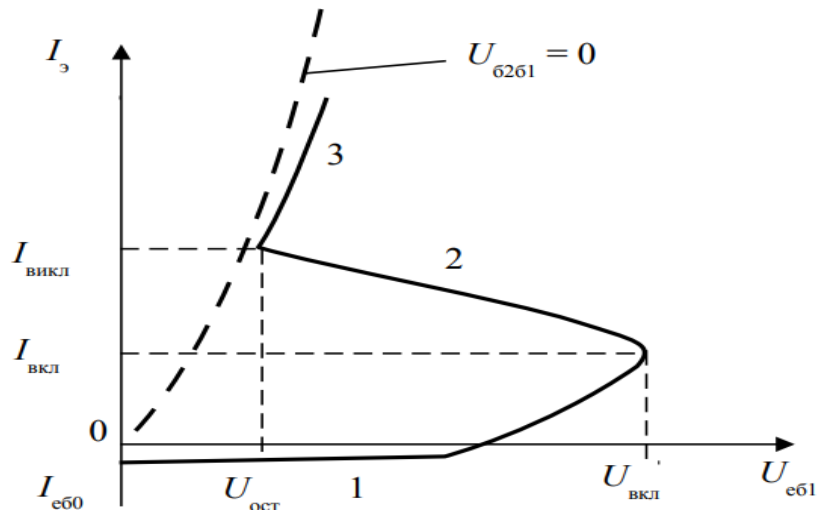


Рис. 3.30 Вхідна вольт-амперна характеристика одноперехідного транзистора

Тому, якщо зовнішня пряма напруга U_e менша $U_{вн}$, ($U_e < U_{вн}$), результуюча напруга, прикладена до емітерного переходу $U_{еб1} = U_e + U_{вн}$ буде запираючою, р-п-перехід буде закрито. У вхідному колі буде протікати невеликий зворотний струм $I_{еб0}$. Цей процес відповідає ділянці 1 на рис. 3.30.

2) Якщо зовнішня пряма напруга U_e більша $U_{вн}$ ($U_e > U_{вн}$), то результуюча напруга на переході $U_{еб1}$ стає прямою, емітерний перехід відпирається, і у ньому починається інжекція дірок з емітета до бази. В результаті опір частини бази l_1 зменшується, а це призводить до ще більшого зміщення р-п-переходу у прямому напрямку. При певному значенні $U_{еб1} = U_{вкл}$ такий процес розвивається лавиноподібно, на вхідних ВАХ з'являється ділянка з негативним диференціальним опором: ділянка 2 на рис. 3.30.

3) Коли шар бази l_1 насичується зарядами і його опір перестає зменшуватися, зростання струму емітера I_e пов'язане з підвищенням напруги $U_{еб1}$: ділянка 3 на рис. 3.30.

4) При збільшенні напруги $U_{б2б1}$ ВАХ зміщується паралельно собі праворуч без зміни форми, а при зменшенні $U_{б2б1}$ – ліворуч. При значенні $U_{б2б1} = 0$ ВАХ набуває вигляду характеристики звичайного діода (пунктирна лінія на рис. 6.2).

Отже, одноперехідний транзистор може знаходитися у двох стійких станах:

1) у закритому стані, який характеризується великими опором між різними виводами одноперехідного транзистора;

2) у відкритому стані (стані насичення), який характеризується малими опором між виводами транзистора. У відкритому стані одноперехідний транзистор буде знаходитися до тих пір, поки струм емітера I_e буде перевищувати струм вимикання $I_{вкл}$.

Основні параметри одноперехідного транзистора

- $I_{вкл}$ – струм включення;
- $I_{викл}$ – струм виключення;

- $U_{вкл}$ – напруга включення;
- $R_{б2б1}$ – міжбазовий опір;
- коефіцієнт внутрішнього відношення напруг (коефіцієнт передачі) η ;
- струм витоку $I_{еб0}$;
- залишкова напруга у включеному стані $U_{зал}$;
- розсіювана потужність P ;
- час включення $t_{вкл}$.

Одноперехідні транзистори застосовуються як ключові елементи в генераторах релаксаційних коливань, дільниках частоти, в різних перемикаючих пристроях, для управління тиристорами, порогових пристроях та інших.

Як приклад на рис. 3.31 а наведена схема генератора релаксаційних коливань, виконаного на одноперехідному транзисторі VT. Принцип дії генератора заснований на періодичних процесах заряду і розряду конденсатора C1. Поки одноперехідний транзистор VT закритий, конденсатор C1 заряджається через опір R1. Включення транзистора VT відбувається при досягненні напруги $U_{еб1} = U_{вкл}$. Опір між емітером і базою B1 зменшується до опору насичення $R_{нас}$, і конденсатор C1 розряджається через опір $(R_{нас} + R3)$. З цього моменту струм в емітерному колі і у навантаженні R3 підтримується за рахунок розряду конденсатора C1 до тих пір, поки він не стане рівним струму виключення $I_{викл}$.

У цій точці опір бази B1 різко збільшується, і струм в емітерному колі та у навантаженні R3 різко зменшується. Конденсатор C1 знову починає заряджатися. Вихідна напруга $U_{вих}$ прямо пропорційна струму у навантаженні, еюра вихідної напруги генератора наведена на рис. 3.31 б. Тривалість імпульсу вихідної напруги $U_{вих}$ визначається постійною часу розряду ємності C1: $t_{розр} = C1(R_{нас} + R3)$, тривалість паузи – постійною часу заряду ємності C1: $t_{зар} = C1R1$.

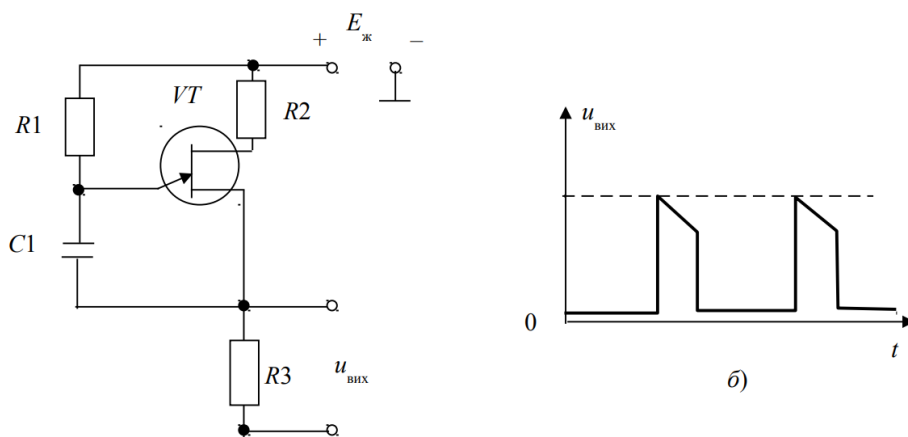


Рис. 3.31 Генератор релаксаційних коливань:
а) схема генератора; б) еюра вихідної напруги

Щоб одноперехідний транзистор VT працював у релаксаційному режимі, навантажувальна пряма повинна перетинати його вхідну вольт-амперну

характеристику на ділянці негативного диференціального опору (ділянка 2 на рис. 3.30).

3.9 Складені транзистори

В якості підсилювального елемента можна використовувати не тільки один транзистор, а і комбінацію з двох або більше транзисторів. Таку комбінацію називають складеним транзистором. Найбільш часто складений транзистор являє собою комбінацію з двох транзисторів з безпосереднім зв'язком між ними. Складений транзистор має три виводи, еквівалентні за своїм використанням базі, колектору та емітеру, тобто він веде себе як одиночний транзистор, але має свої параметри. Схеми найбільш часто вживаних складених транзисторів наведені на рис. 3.32 (без кіл живлення).

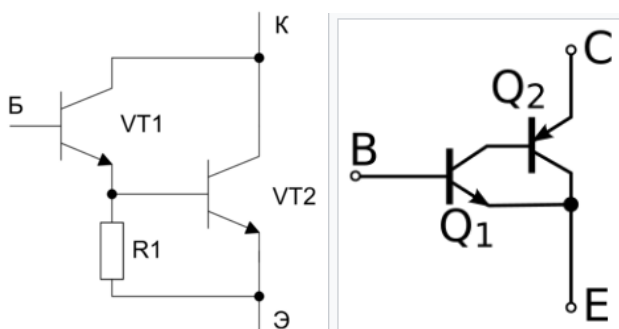


Рис. 3.32 Складені транзистори: а) n-p-n типу; б) p-n-p типу.

Найбільшого поширення отримала схема рис. 3.32, а, відома під назвою схеми Дарлінгтона. Знайдемо еквівалентний коефіцієнт підсилення струму пари Дарлінгтона.

$$h_{21e} = \frac{I_K}{I_B} = \frac{I_{K1} + I_{K2}}{I_{B1}} = \frac{h_{21e1} \times I_{B1} + h_{21e2} \times I_{B2}}{I_{B1}}$$

але $I_{B2} = I_{E1} = (1 + h_{21e1})I_{B1}$, тоді

$$h_{21e} = \frac{(h_{21e1} + h_{21e2}(1 + h_{21e1})) \times I_{B1}}{I_{B1}} = h_{21e1} + h_{21e2} + h_{21e1} \times h_{21e2}$$

Якщо h_{21e1} і h_{21e2} мають значення (50...100), то еквівалентний коефіцієнт підсилення струму дорівнює $h_{21e} \approx h_{21e1} \cdot h_{21e2} \approx (2,5...10) \cdot 10^3$, тобто має велике значення.

Транзистори VT1 і VT2 у парі Дарлінгтона працюють при різних значеннях струмів колекторів: $I_{K1} = h_{21e1} \cdot I_{B1}$, $I_{K2} = h_{21e2} \cdot (1 + h_{21e1}) \cdot I_{B1}$, тобто струм $I_{K2} \gg I_{K1}$.

Для вирівнювання струмів I_{E1} і I_{E2} , отже, вирівнювання I_{K1} і I_{K2} , паралельно емітерному переходу Б-Е транзистора VT2 ставлять шунтуючий резистор.

На рис. 3.32 б наведено схему складеного транзистора p-n-p-типу.

У цій схемі використані транзистори різного типу провідності: VT1 – р-п-р типу, VT2 – н-р-п типу. Еквівалентний коефіцієнт підсилення струму цієї схеми дорівнює:

$$h_{21e} = \frac{I_k}{I_6} = \frac{I_{e2}}{I_{61}} = \frac{(1 + h_{21e2})I_{k1}}{I_{61}} = \frac{(1 + h_{21e2})h_{21e1}I_{61}}{I_{61}} =$$

$$= h_{21e1} + h_{21e2} \times h_{21e1} \approx h_{21e2} \times h_{21e1}.$$

Таким чином, обидві схеми рис. 3.32 а і б мають великий еквівалентний коефіцієнт підсилення струму, рівний:

$$h_{21e} \approx h_{21e2} \times h_{21e1}.$$

Складені транзистори широко застосовуються у сучасних підсилювачах з безтрансформаторним двотактним виходом. Каскодна схема утворена з каскадно з'єднаних транзисторів, включених за схемою із СЕ та СБ. Еквівалентний коефіцієнт підсилення каскодної схеми дорівнює

$$h_{21e} = \frac{I_{k2}}{I_{61}} = \frac{I_{e2}h_{21e2}}{I_{61}}, \quad \text{де} \quad h_{21e2} = \frac{h_{21e2}}{1 + h_{21e2}}, \quad \text{але} \quad I_{e2} = I_{k1} = h_{21e1} \cdot I_{61},$$

тоді

$$h_{21e} = h_{21e1} \frac{h_{21e2}}{1 + h_{21e2}} \approx h_{21e1},$$

якщо $h_{21e2} \gg 1$.

Отже, коефіцієнт підсилення струму каскодної схеми практично рівний коефіцієнту підсилення струму транзистора VT1. Вхідний опір каскодного підсилювача визначається вхідним опором транзистора VT1.

Однак, каскодний підсилювач має важливу перевагу: слабкий вплив ємності колекторного переходу S_{k1} транзистора VT1, оскільки транзистор VT1 навантажений на малий вхідний опір каскаду із СБ. У цьому випадку негативний зворотний зв'язок через ємність S_{k1} малий і збільшення вхідної динамічної ємності суттєво менше, частотні властивості першого каскаду поліпшуються. А схема із СБ є дуже широкопasmовою.

Тому каскодна схема має більш широку смугу пропускання, ніж один каскад із СЕ. Хороша розв'язка входу і виходу в каскодних підсилювачі зменшує паразитний зв'язок, підвищує стійкість підсилювача. Так як транзистор VT2 включений за схемою із СБ, то і нелінійні спотворення каскодної схеми виходять меншими, ніж каскаду із СЕ. Практичних варіантів виконання каскодних схем існує багато. Каскодні підсилювачі широко застосовуються в резонансних каскадах, широкопasmових підсилювачах та мікросхемах.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Як у біполярному транзисторі вдається керувати величиною струму колектора?
2. Яким повинен бути в $p-n-p$ транзисторі знак потенціалу бази відносно емітера?
3. Як відбивається степінь легування емітера та бази на величині коефіцієнта α ?
4. З яких міркувань бажано робити товщину бази якомога тоншою?
5. Чому вихідні характеристики біполярного транзистору, увімкненого за схемою СБ, мають невеликий позитивний нахил?
6. В чому полягав ефект Ерлі (ефект модуляції товщини бази)? Як він впливав на хід вхідних характеристик для транзистора, увімкненого за схемою СЕ?
7. Чому вхідні характеристики транзистора, увімкненого за схемою СБ з підвищенням потенціалу колектора зсуваються вліво, а увімкненого за схемою СЕ - вправо?
8. Чому в довідниках для транзистора, увімкненого за схемою СЕ. Наводяться лише дві вхідні характеристики - одна для $U_{KE}=0$ а друга для великих значень U_{KE} ?
9. Намалюйте вхідні характеристики транзистора, увімкненого за схемою СБ - германійового та кремнійового. Котрі з них лежатимуть правіше?
10. Чи має якісь переваги $n-p-n$ транзистор порівняно з $p-n-p$ транзистором?
11. Чому в режимі насичення транзистора, увімкненого за схемою СЕ, колекторний струм стає незалежним від струму бази?
12. Що називається транзистором, як класифікуються.
13. Привести умовне позначення, пояснити його будову.
14. Пояснити режим відсічки транзистора.
15. Пояснити активний режим відсічки транзистора.
16. Пояснити режим насичення транзистора.
17. Пояснити активний інверсний режим роботи транзистора.
18. Пояснити режим роботи транзистора зі спільним емітером.
19. Пояснити режим роботи транзистора зі спільним колектором.
20. Пояснити режим роботи транзистора зі спільною базою.
21. Пояснити принцип роботи транзисторного підсилювача.
22. Як впливає температура на статичні характеристики біполярного транзистора.
23. Пояснити сутність диференціальної системи h – параметрів.
24. Пояснити параметр h_{11} транзистора.
25. Пояснити параметр h_{12} транзистора.
26. Пояснити параметр h_{21} транзистора.
27. Пояснити параметр h_{22} транзистора.
28. Пояснити роботу підсилювача зі спільним колектором.
30. Пояснити роботу підсилювача зі спільною базою.
31. Що являється основними робочими показниками транзисторного підсилювального каскаду при любій схемі включення.

РОЗДІЛ IV ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ

4.1 Польовий транзистор з керуючим p - n переходом

Принцип дії такого транзистора легко зрозуміти з його схематичної моделі, зображеної на рис. 4.1. Основною її частиною є прямокутний зразок слаболегованого напівпровідника (у даному випадку n -типу), до торців якого прикладена напруга U_{CB} . В результаті руху електронів від електрода В, якій має назву *виток*, до електрода С, який називається *стоком*, виникає наскрізний струм $I_c = \frac{U_{CB}}{R}$, величина котрого визначається омичним опором R напівпровідникового зразка. На верхню грань зразка накладено шар напівпровідника з дірковою провідністю.

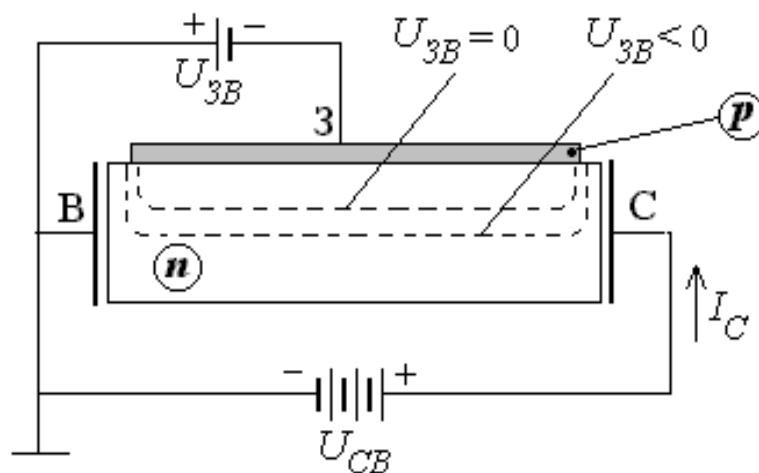


Рис. 4.1 Польовий транзистор з керуючим p - n переходом

Цей шар називається *затвором* і разом з n -областю він створює p - n перехід. На цьому переході утворюється збіднений шар, він дещо звужує переріз n -області, по якій тече струм I_c і збільшує її омичний опір. Якщо до затвору прикласти напругу $U_{зв} < 0$ запірної полярності, то можна збільшити товщину збідненого шару, зменшуючи тим самим переріз струмопровідної області і збільшуючи її опір. При досить великому значенні затворної напруги границя збідненого шару може досягти нижньої грані зразку і повністю перекрити шлях струму I_c . Та напруга, затвора, при якій струм I_c припиняється, зветься запираючою напругою і позначається як $U_{з0}$. Таким чином, з'являється можливість керування наскрізним струмом через зразок шляхом зміни затворної напруги. Це керування здійснюється електричним полем, яке існує у збідненому шарі. Тому такі транзистори мають назву *польових*.

Принцип дії польових транзисторів заснований на русі носіїв одного знаку у

напівпровіднику з одним типом провідності. Тому інша назва таких транзисторів - *уніполярні*. Третя їх назва - *каналні* відображає той факт, що рух носіїв тут відбувається по провідній області, яка має назву каналу, переріз і провідність котрого регулюються затворною напругою.

Основна принципова відмінність біполярного транзистора, від польового полягає в тому, що перший, з них керується вхідним струмом, а другий - вхідною напругою. Можна, звичайно, заперечити, що і в біполярному транзисторі вхідний струм створюється вхідною напругою. Однак, врешті-решт, струм колектора визначається саме струмом бази або емітера, і, отже, існування вхідного струму у біполярного транзистора є принципово необхідним. З цього висновується по-перше, що вхідний опір біполярного транзистора не може бути дуже великим (а він і дійсно невеликий), та по-друге, що для керування колекторним струмом потрібна хоч і невелика, а все ж таки, скінчена потужність вхідного сигналу.

На відміну від цього, вхід польового транзистора є не відкритим, а закритим $p-n$ переходом, зворотний струм якого, неістотний для роботи транзистора, може бути зробленим як завгодно малим.

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

4.2 Характеристики та параметри

Описаний вище принцип дії польового транзистора відповідає дійсності лише при невеликих напругах U_{cb} , які за величиною не перевищують затворні напруги. За таких режимів вихідні характеристики, які відрізняються величиною U_{zb} , утворюють "віяло" прямих ліній, що йдуть з початку координат (рис. 4.2). Кожна така лінія відповідає своєму значенню омичного опору каналу транзистора.

Однак, при $|U_{cb}| > |U_{zb}|$ вже треба враховувати, що різні точки на вісі каналу будуть не еквіпотенціальними. В міру наближення до стоку потенціали точок каналу стають все вищими, внаслідок чого різниця потенціалів між віссю каналу і затвором буде зростати. Відповідно має збільшуватись і товщина збідненого шару, причому з боку стоку вона буде більшою аніж поблизу витоку (рис. 4.3).

В результаті переріз каналу зменшуватиметься в міру наближення до стоку. Зазначений ефект стає тим виразнішим, чим більших значень набуває U_{cb} . Як же це відіб'ється на ході вольтамперної характеристики?

Здавалося б, що із збільшенням напруги U_{cb} повинен зростати і наскрізний струм I_c .

Разом з тим, як ми тільки що з'ясували, із збільшенням U_{CB} струмопровідний канал звужується, його опір зростає і наслідком має стати зменшення струму. У підсумку струм I_C не зростає і не зменшується, а залишається майже незмінним. На вихідній характеристиці утворюється майже горизонтальна ділянка насичення, що має невеликий підйом у бік більших напруг. Диференціальний опір в області

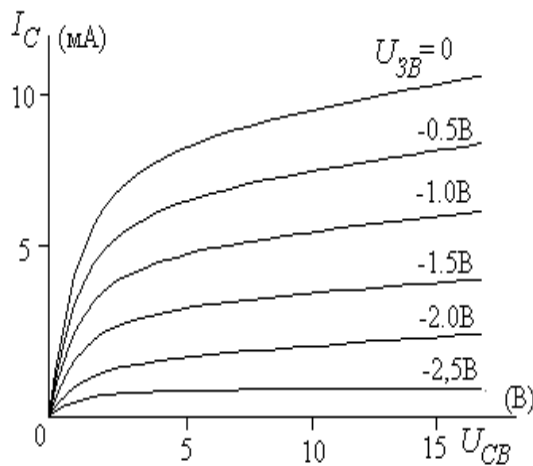


Рис. 4.2 ВАХ польового транзистора

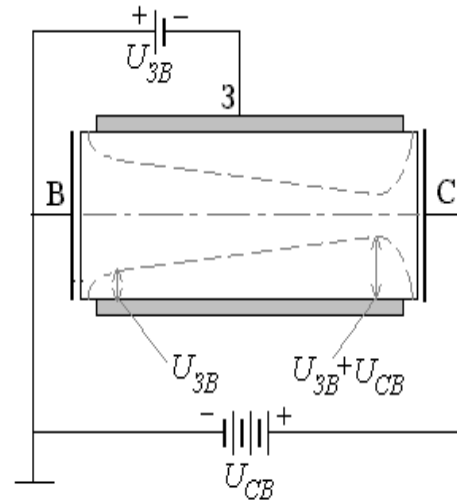


Рис. 4.3 Включення ПТ

насичення досить великий і може становити $10^4 - 10^5$ Ом.

Прохідні характеристики $I_C = f(U_{GB})$ при $U_{CB} = \text{const}$ можуть бути побудовані однозначно, якщо задана сім'я вихідних характеристик. Така сім'я прохідних характеристик зображене на рис. 4.4.

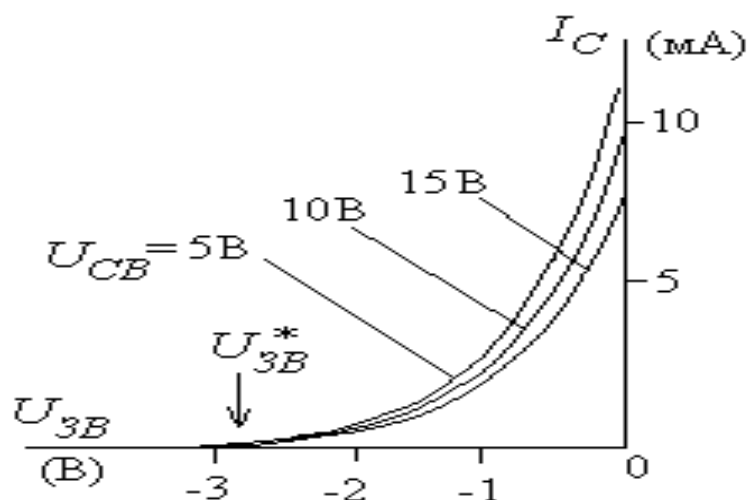


Рис. 4.4 Прохідні характеристики

Всі вони починаються від $U_{з0}$ - запірної напруги, яка не залежить від напруги на стоку. Дальший їх хід також мало залежить від напруги $U_{св}$ (якщо тільки $U_{св}$ більше напруги насичення). Вхідні характеристики будуються лише для від'ємних значень затворної напруги, оскільки при $U_{зв} > 0$ перехід відкривається, збіднений шар щезає і керуюча дія затворної напруги втрачається.

Аналогічно працює і польовий транзистор з P -каналом, затвор якого є n - напівпровідниковим. Полярність напруг $U_{св}$ та $U_{зв}$ повинна бути при цьому змінена на зворотну. Умовне зображення польових транзисторів з керуючим $P-n$ переходом подане на рис. 4.5.

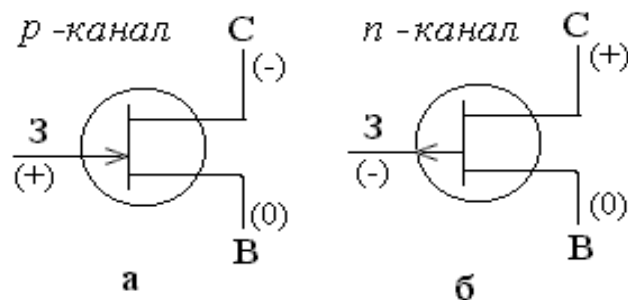


Рис. 4.5.Позначення польового транзистора

Польові транзистори характеризуються такими параметрами:

- вихідним опором $R_i = \frac{\partial U_{св}}{\partial I_c}$ значення якого для польових транзисторів малої потужності лежать в межах 10-100 кОм;

- крутістю $S = \frac{\partial I_c}{\partial U_{зв}}$, яка звичайно становить 1 - 10 мА/В;

- вхідним опором, який досягає $10^8 - 10^9$ Ом;

- вхідною та вихідною ємністю порядку кількох пікофарад. Частотні властивості польових транзисторів визначаються часом перезарядки бар'єрної ємності затворного переходу. Дійсно, при зміні керуючої напруги $U_{зв}$, струм, який заряджає цю ємність, повинен пройти від витoku до границі збідненого шару через матеріал каналу, омичний опір якого є порядку кількох кілоом. Для бар'єрної ємності порядку 10^{-12} Ф маємо сталу часу порядку $10^{-8} - 10^{-9}$ с, що відповідає граничній частоті роботи транзистора близько одного ГГц. Це дещо гірше за величину граничної частоти, притаманної кращим зразкам біполярних транзисторів.

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

4.3 Польові транзистори з ізольованим затвором

Для керування провідністю каналу зовсім не обов'язково, щоб затвор мав безпосередній контакт з матеріалом каналу. Якщо поміж ними навіть існує прошарок діелектрика, електричне поле, створюване напругою затвора, проникає у приповерхневий шар напівпровідника і може впливати на величину і розподіл концентрації наявних в ньому носіїв заряду. На цьому ефекті заснована дія польового транзистора з ізольованим затвором, схематичне зображення будови якого подано на рис. 4.6.

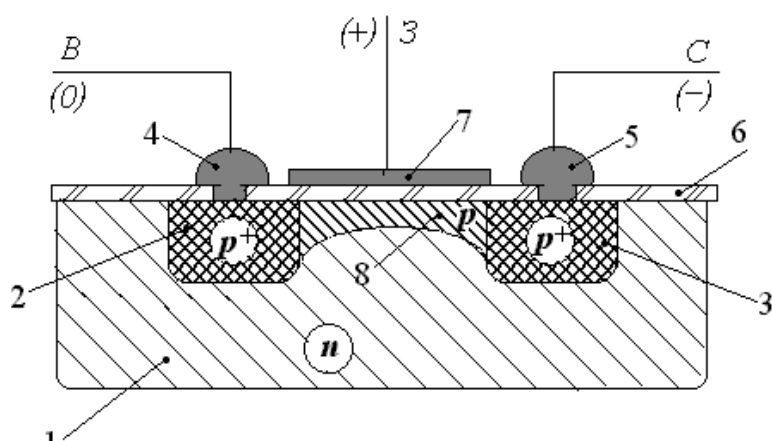


Рис. 4.6 Схематичне зображення будови ПТ

Тут на поверхні монокристала порівняно слабо легovanого електронного напівпровідника (І), який називають підкладкою, створюються дві невеликі області (2) та (3), де напів-провідник сильно легований акцепторним домішком. Умовно таку сильну легovanість прийнято позначати символом P^+ . Ці області мають металеві виводи (4) та (5), до яких припаяні зовнішні провідники В та С. Вказані області відіграють роль витоку (В) та стоку (С) польового транзистора. Поверхня напівпровідника вкривається тонкою (порядку часток мікрону) плівкою діелектрика (б). Оскільки звичайно використовують кремній, то плівка створюється шляхом його окислення в атмосфері кисню. Утворений оксид кремнію SiO_2 має високі діелектричні та механічні властивості і надійно захищає напівпровідник від зовнішніх впливів. Далі діелектрична плівка покривається тонким шаром металу (7), який служить затвором. Оскільки робоча частина подібного транзистора є чергуванням шарів металу, діелектрика та напівпровідника, його скорочено називають МДН-транзистором. Інша його назва - МОН-транзистор від слів "метал-оксид-напівпровідник". Області витоку і стоку сполучені між собою тонким "містком" акцепторно-легovanого напівпровідника (8), який утворює канал МДН-транзистора.

При нульовій напрузі на затворі (потенціал затвору $U_{зв}$ відлічується від витоку), провідність між витком і стоком визначається природною провідністю каналу (8). З першого погляду може здатися, що струм поміж витком та стоком міг

би замикатися й по об'єму електронно-провідної підкладки. Однак при негативній напрузі на стоку поміж підкладкою і стоком утворюється закритий $p-n$ перехід, крізь який струмопроходження неможливе.

Якщо ж на затвор подати напругу позитивної полярності, то поле, яке проникає в напівпровідник, "виганятиме" дірки з p -каналу, знижуючи їх концентрацію і зменшуючи тим самим провідність каналу і наскрізний струм I_c , який проходить по ньому, аж до повного запирання при $U_{зв} > U_{з0}$ (рис. 4.7, крива І).

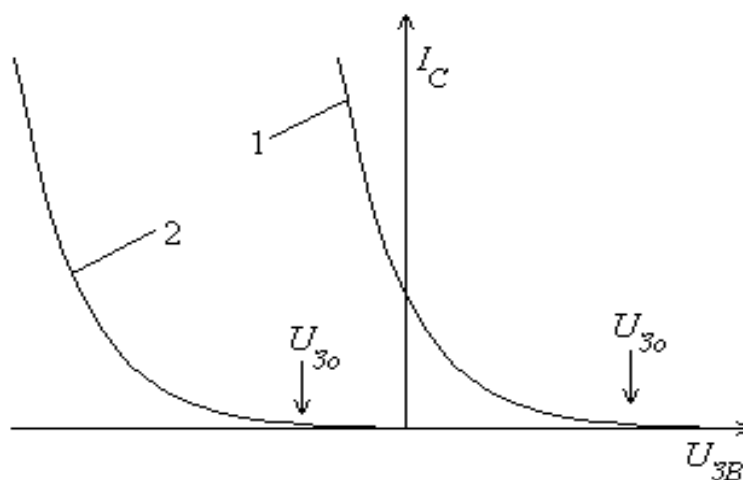


Рис. 4.7 ВАХ польового транзистора

У такому режимі транзистор працює на збіднення каналу носіями. При негативній напрузі на затворі в канал з p^+ областей "насмоктуватимуться" дірки. Канал почне збагачуватись дірками, його провідність буде зростати і струм через транзистор збільшиться.

Описаний транзистор має назву МДН-транзистора із "вбудованим" p -каналом, оскільки наявність провідного каналу вже закладена в самій конструкції такого транзистора.

Варіантом подібного транзистора може бути конструкція з n -каналом, де знаки провідності напруги і напрям струму змінені на зворотні. Умовні позначення для МДН-транзисторів із вбудованим p - та n -каналом зображені на рис. 4.8 а та 4.8 б.

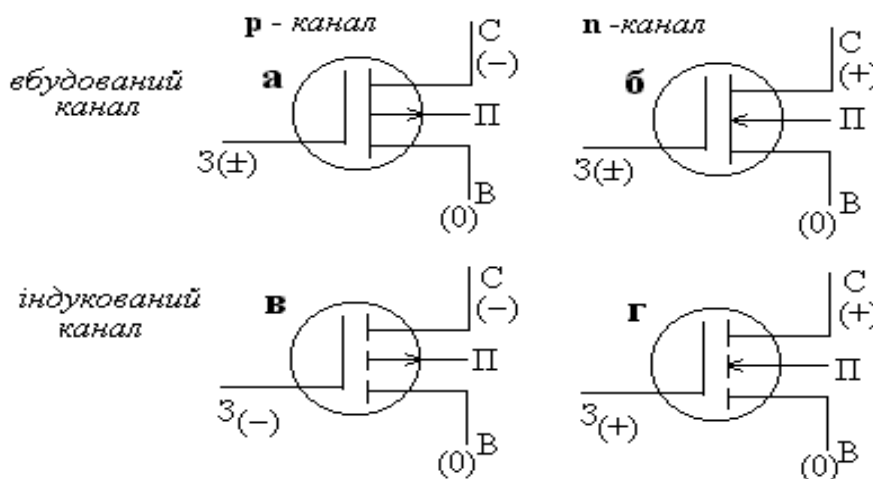


Рис. 4.8 Позначення ПТ з вбудованим та індукованим каналом

Другим, досить поширеним різновидом МДН-транзистора є транзистор з *індукованим* каналом. Від зображеного на рис. 4.6 він відрізняється тим, що спеціально виготовлений канал (8), який замикає виток із стоком, в ньому відсутній. Тому при нульовій напрузі на затворі струм у такому транзисторі дорівнює нулю (див. криву 2 на рис. 4.7). Він також дорівнюватиме нулю й при позитивних напругах на затворі.

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

Процес виготовлення транзисторів з індукованим каналом дещо простіший аніж з вбудованим, тому ці перші мають більше поширення.

Варіантом подібних транзисторів є система з індукованим n -каналом. Умовні позначення транзисторів з індукованим P - та n -каналами подані на рис. 4.7.

Вихідні характеристики МДН-транзисторів подібні зображеним на рис. 4.2 і відрізняються лише величинами та знаками затворних напруг. МДН-транзистори характеризуються тими ж параметрами, що й польові транзистори з керуючим $P-n$ переходом: вихідним опором, крутістю, вхідною та вихідною ємністю, яка у них має той же порядок величини як і у польових транзисторів з $P-n$ переходом. Істотно відрізняються вони лише за величиною вхідного опору, який для МДН-транзисторів може досягати $10^{14} - 10^{15}$ Ом. Великий вхідний опір - перевага МДН-транзисторів. Разом з тим, це є також їх недоліком, оскільки подібні транзистори виявляються дуже чутливими до статичної електрики. Необережний дотик до затвору інструментами чи пальцями, на яких є заряд статичної електрики, може призвести до пробію тонкого шару діелектрика і ушкодженню транзистора. Тому при роботі з МДН-транзисторами потрібно заземлювати як тіло працюючого, так і інструменти, якими він користується.

Граничні експлуатаційні параметри польових транзисторів

У довідковій літературі наводяться такі основні граничні експлуатаційні параметри польових транзисторів:

Усвмакс – максимально допустима напруга стік-витік;

Узвмакс – максимально допустима напруга затвор–витік;

Узсмакс – максимально допустима напруга затвор–стік;

Ісмакс – максимально допустимий постійний струм стоку;

Рсмакс – максимально допустима постійна розсіювана потужність;

$T_{\min..}$ $T_{\max}$ – температура навколишнього середовища.

Для різного типу польових транзисторів наводять також додаткові експлуатаційні параметри.

Малосигнальні моделі польового транзистора

Для польових транзисторів у якості *формалізованої моделі* використовується система Y -параметрів, що зв'язує малі прирости струмів транзистора і напруг на його електродах. Польовий транзистор має три виводи: витік, стік, затвор.

При включенні польового транзистора за змінним струмом (для сигналу) в якості чотириполосника один з його електродів є спільним між входним колом і вихідним. Тому розрізняють три схеми включення польового транзистора за змінним струмом: зі спільним витоком (СВ), зі спільним затвором (СЗ), зі спільним стоком (СС). Найчастіше використовується схема включення зі спільним витоком.

Тому розглянемо формалізовану модель польового транзистора для схеми зі СВ, яка представлена системою рівнянь (4.1), що зв'язує прирости струмів і напруг у схемі:

$$\begin{cases} dI_3 = \frac{\partial I_3}{\partial U_{3B}} \times dU_{3B} + \frac{\partial I_3}{\partial U_{CB}} \times dU_{CB}, \\ dI_{C3B} = \frac{\partial I_c}{\partial U_{3B}} \times dU_{3B} + \frac{\partial I_c}{\partial U_{CB}} \times dU_{CB}. \end{cases} \quad (4.1)$$

Прирости незалежних змінних dU_{3B} і dU_{CB} розглядають як малі змінні напруги сигналу з комплексними амплітудами зв зв U_{3B} U_{CB} .

У цьому випадку збільшення струмів з dI_3 й с dI_c будуть представляти собою також гармонічні коливання з комплексною амплітудою з I_3 й с I_c , а частинні похідні – комплексні провідності. Позначимо провідності відповідно: Y_{11B} , Y_{12B} , Y_{21B} , Y_{22B} ; індекс «в» вказує на те, що це параметри для схеми зі спільним витоком (СВ). Тоді систему рівнянь (4.1) для малих сигналів можна записати у наступному вигляді:

$$\begin{cases} \underline{I_3} = Y_{11B} \underline{U_{3B}} + Y_{12B} \underline{U_{CB}}, \\ \underline{I_c} = Y_{21B} \underline{U_{3B}} + Y_{22B} \underline{U_{CB}}. \end{cases} \quad (4.2)$$

У системі (4.2) позначені наступні диференціальні параметри польового транзистора:

$$Y_{11B} = \left. \frac{I_3}{U_{3B}} \right|_{U_{CB}=0} \quad \text{— вхідна провідність транзистора;}$$

$$Y_{12B} = \left. \frac{I_3}{U_{CB}} \right|_{U_{3B}=0} \quad \text{— провідність зворотної передачі транзистора;}$$

$$Y_{21B} = \left. \frac{I_C}{U_{3B}} \right|_{U_{CB}=0} \quad \text{— провідність прямої передачі транзистора (крутість транзистора);}$$

$$Y_{22B} = \left. \frac{I_C}{U_{CB}} \right|_{U_{3B}=0} \quad \text{— вихідна провідність транзистора.}$$

Всі Y -параметри визначаються в режимі короткого замикання для змінної складової на протилежній стороні чотирьохполюсника: на вході ($U_{3B} = 0$) для Y_{22} в і Y_{12} в, на виході ($U_{CB} = 0$) для Y_{11} в і Y_{21} в. У загальному випадку всі Y -параметри, як і струми, і напруги, є комплексними величинами. Система Y -параметрів широко використовується для опису високочастотних властивостей транзистора, оскільки режим вимірювання даних параметрів на високій частоті реалізується досить просто.

Розглянемо параметри польового транзистора на низьких частотах. У цьому випадку система рівнянь (4.2) спрощується. Так як на низьких частотах можна вважати, що струм затвора близький до нуля ($I_3 \approx 0$), то вхідна провідність транзистора

дорівнює нулю: $Y_{11B} = \left. \frac{I_3}{U_{3B}} \right|_{U_{CB}=0} \approx 0$, а вхідний опір польового транзистора

$R_{BX} = \frac{1}{Y_{11B}} \rightarrow \infty$ дуже великий. Провідність зворотного зв'язку також дорівнює нулю,

$$Y_{12B} = \left. \frac{I_3}{U_{CB}} \right|_{U_{3B}=0} \approx 0.$$

так як при $I = 0$:

Позначимо провідність прямої передачі $Y_{21} = S$ — крутість транзистора, вихідну провідність $Y_{22} = G_{вих}$. Іноді замість вихідної провідності беруть зворотну їй величину

$R_i = \frac{1}{G_{вих}}$ яку називають внутрішнім опором транзистора.

Використовуючи ці позначення, система рівнянь (4.2) буде мати тільки одне рівняння (4.3):

$$I_{C3B} = S U_{3B} + G_{CB} U_{CB} \quad (4.3)$$

Розглянемо диференціальні параметри польового транзистора.

Крутість S характеризує управляючий вплив напруги затвор–витік U_{3B} на струм стоку I_C . Зазвичай крутість виражають у наступних одиницях: для малопотужних транзисторів — в міліамперах на вольт (мА/В), для потужних

транзисторів – в амперах на вольт (А/В), або в мілісіменсах або сіменсах.

Вихідна провідність $G_{вих}$ характеризує вплив напруги стік-витік $U_{св}$ на струм стоку I_c . На пологих ділянках вихідних ВАХ польового транзистора вплив напруги $U_{св}$ на I_c малий, тому значення вихідної провідності $G_{вих}$ також мале, а значення внутрішнього опору R_i велике. Фізична модель польового транзистора наведена на рис. 4.9.

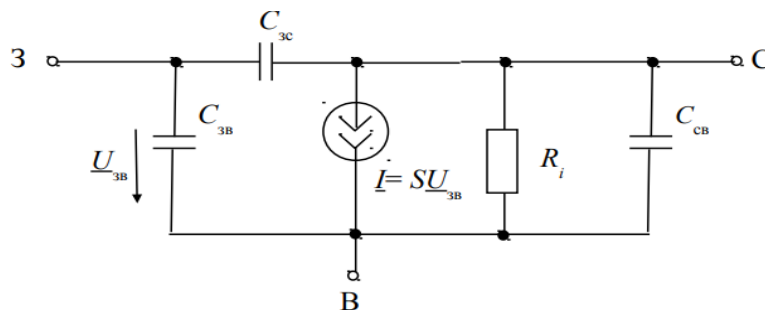


Рис. 4.9 Фізична модель польового транзистора

У моделі рис. 4.9 позначені наступні параметри: $C_{зв}$ – ємність між затвором і витоком (вхідна ємність ПТ); $C_{зс}$ – ємність між затвором і стоком (прохідна ємність ПТ); $C_{св}$ – ємність між стоком і витоком (вихідна ємність ПТ); S - крутість статичної

наскрізної ВАХ польового транзистора у точці спокою; $R_i = \frac{\Delta u_{св}}{\Delta i_c}$ - внутрішній опір польового транзистора, що визначається за статичною вихідною характеристикою у точці спокою.

У моделі зазначені основні виводи польового транзистора: В – витік, З – затвор, С – стік. Цей триполюсник можна використовувати для моделювання будь-якої схеми включення ПТ, якщо сигнал малий порівняно з постійною складовою відповідного струму або напруги. Частотні властивості польового транзистора зумовлені головним чином впливом міжелектродних ємностей $C_{зв}$, $C_{зс}$, $C_{св}$. На надвисоких частотах модель ПТ рис. 4.9 ускладнюють, так як необхідно враховувати вплив розподілених опорів каналу, стоку і витоку, залежність крутості від частоти, а також вплив індуктивностей вводів та інших паразитних параметрів польового транзистора.

4.4 Польові тетроди

Польові тетроди Польовий тетрод – це напівпровідниковий прилад, принцип дії якого полягає в тому, що зміна товщини збідненого підзаслінного шару, обумовлена зміною керуючої напруги на заслоні, призводить до зміни опору каналу, що в свою чергу призводить до зміни струму, який протікає між стоком і витоком. Спрощені структури польових тетродів приведені на рис. 4.10.

На рис.4.10 приведені структури звичайного польового тетрода (рис. 4.10а) і польового тетрода з заглибленим каналом (рис. 4.10б). Обидва прилади виготовляються на підкладці, що характеризується високим питомим опором.

На підкладку наноситься провідний шар напівпровідника товщиною 0,2, 0,4

мкм, в якому формується активний канал з концентрацією електронів $(0,5-1,5) \cdot 10^{17} \text{см}^{-3}$

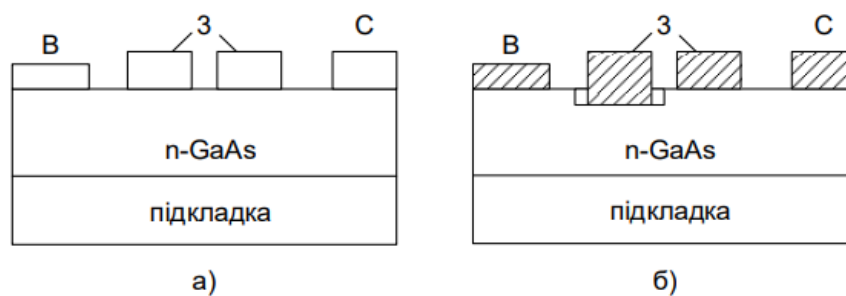


Рис. 4.10 Склад звичайного польового тетрода (а) та тетрода з заглибленим каналом

На підкладку наноситься провідний шар напівпровідника товщиною 0,2, 0,4 мкм, в якому формується активний канал з концентрацією електронів $(0,5-1,5) \cdot 10^{17} \text{см}^{-3}$

Металеві електроди витоку і стоку являють собою омичні контакти, а керуючі електроди заслонів є випрямляючими контактами з бар'єром Шотткі.

Польовий тетрод відрізняється від польового транзистора додатковим заслоном, який може бути заглибленим. Витік тетрода, як правило, заземляють, а потенціали інших електродів визначають відносно витоку. На стік тетрода подається позитивний потенціал, що приводить до збільшення товщини збідненого шару під другим заслоном, а отже зменшення провідної частини каналу.

Основними характеристиками польового тетрода є вихідні характеристики, які являють собою залежність струму стоку від напруги між стоком і витоком при постійних значеннях напруги на заслонах. Конструкція (або структура) польового тетрода зображена на рис. 4.10:

Принцип дії польового тетроду як і звичайного однозаслінного транзистора полягає в тому, що зміна товщини збідненого шару затвору, визвана зміною керуючої напруги на заслоні, призводить до зміни опору каналу і, як наслідок до зміни струму, що проходить через прилад.

Розрізняють два види польових тетродів: з випрямляючим контактом з бар'єром Шотткі (рис. 4.10 а) і з ізолюваним затвором (рис. 4.10 б). Польовий тетрод з ізолюваним заслоном являє собою підкладку високоомного напівпровідника, на якому методом епітаксiального нарощення, або іонної імплантації створюється шар високої провідності, який використовується в якості каналу. Електроди витоку і стоку являють собою омичні контакти, а керуючий електрод ізолюється від активного шару оксидом кремнію SiO_2 .

Вхідні вольт-амперні характеристики польового тетрода мають такий же вигляд що й аналогічні характеристики польового транзистора. Напруга між витоком і стоком, відповідаюча границі між крутою і пологою областями ВАХ називається напругою насичення стока U_{CB} . Напруга між стоком і заслоном, при якій збіднений шар розповсюджується на всю товщину каналу, називається напругою відсікання

каналу. При такій напрузі струм через канал не тече. При аналітичних розрахунках польовий тетрод розглядають як два однозаслінних ПТ, ввімкнених послідовно.

4.5 Схеми включення польового транзистора

Подібно біполярному транзистору польовий транзистор для змінного струму (для сигналу) можна включити за однією зі схем: зі спільним витоком (СВ), зі спільним затвором (СЗ) або зі спільним стоком (СС).

Три схеми включення польового транзистора за змінним струмом без кіл живлення наведено на рис. 4.11. Ці схеми за своїми властивостями аналогічні схемам на біполярному транзисторі.

Схема зі спільним витоком (СВ) аналогічна схемі зі спільним емітером (СЕ) (рис. 4.11, а). Так як у польових транзисторів струм затвора практично дорівнює нулю, то $I_{вх} = I_{з} = 0$, тому у схемі зі СВ визначається тільки коефіцієнт підсилення напруги:

$$K = K_u = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = SR_{\text{н-}},$$

де:

$R_{\text{н}} \sim$ – опір навантаження змінному струму, S – крутість транзистора. Значення коефіцієнта підсилення K у схемах на малопотужних польових транзисторах зазвичай дорівнює кільком десяткам одиниць.

Так як вхідний опір польового транзистора дуже велике (вважають, що $R_{\text{вх}} \text{ ПТ} \rightarrow \infty$), то вхідний опір каскаду зі СВ визначається колами живлення і зазвичай дорівнює (1...5) МОм

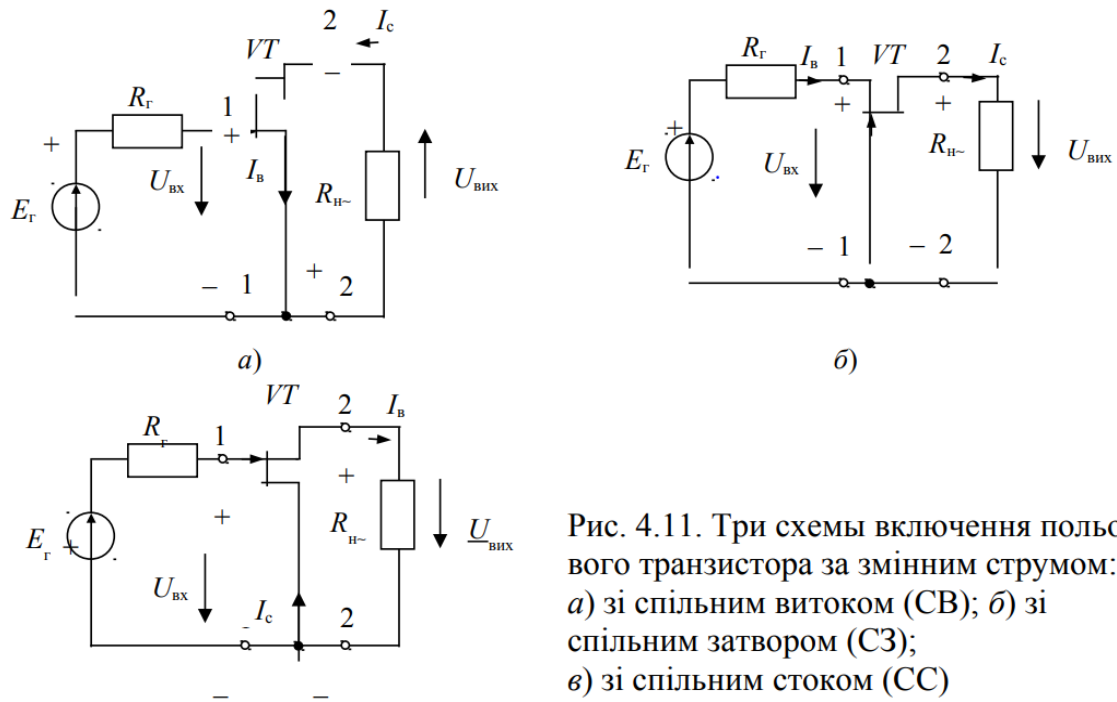


Рис. 4.11. Три схеми включення польового транзистора за змінним струмом:
а) зі спільним витоком (СВ); б) зі спільним затвором (СЗ);
в) зі спільним стоком (СС)

Вихідний опір каскаду зі СВ має порядок декількох десятків кОм. Як впливає з рис. 4.11, а, схема зі СВ інвертує сигнал: фаза вихідної напруги зміщена на π (протифаза) відносно входної напруги. З усіх схем включення польового транзистора схема зі СВ має найгірші частотні властивості.

Схема зі спільним затвором (СЗ) аналогічна схемі зі спільною базою (СБ) (рис. 4.11, б). У цій схемі входним струмом є струм витоку I_B , а вихідним – струм стоку I_C . Але так як ці струми рівні $I_C = I_B$, то схема зі СЗ не підсилює струм $K_i = 1$, але підсилює напругу $K_u = SR_{H\sim}$. Так як входний струм схеми зі СЗ великий ($I_{Bx} = I_B$), то входний опір каскаду зі СЗ малий: $R_{Bx} = 1/S \approx$, і має порядок десятків–сотень Ом для малопотужних ПТ. Як впливає з рис. 4.11, б схема зі СЗ не інвертує сигнал: фази входної і вихідної напруг збігаються. З усіх схем включення польового транзистора схема зі СЗ має найкращі частотні властивості.

Схема зі спільним стоком (СС) аналогічна схемі зі спільним колектором (СК) (рис. 4.11, в), і тому її частіше називають витіковим повторювачем. Схема зі СС не

підсилює напругу $(K_u = \frac{SR_{H\sim}}{1 + SR_{H\sim}})$, K_u менший одиниці, але близький до одиниці. Як впливає з рис. 4.11, в, схема зі СС не інвертує сигнал, має хороші частотні властивості, має великий входний опір і малий вихідний опір $R_{Bx} = 1/S$. Тому каскади зі СС (витікові повторювачі) використовують в якості входних, вихідних або узгоджувальних каскадів.

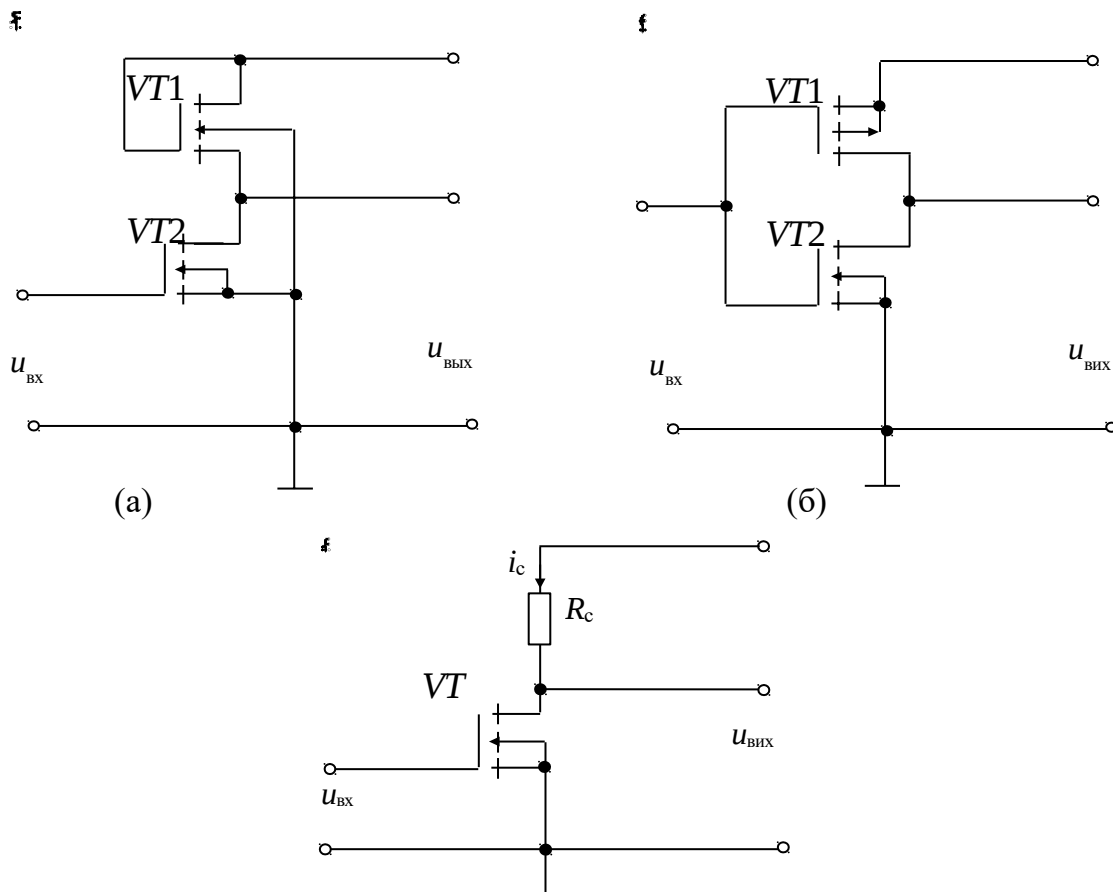
Ключі на польових транзисторах.

Транзисторні ключі на ПТ широко використовуються у цифровій техніці. Їх суттєвими перевагами перед ключами на біполярних транзисторах є:

- 1) мала залишкова напруга на відкритому ключі;
- 2) мала потужність, споживана від джерела управляючої напруги (сигналу);
- 3) високий ККД при використанні в одному ключі комплементарної пари;
- 4) хороша електрична розв'язка між вхідними і вихідними колами;
- 5) висока технологічність при виконанні мікросхем.

У ключах використовують МОН ПТ з індукованим каналом: транзистори VT6 і VT7. Відомі три різновиди МОН-транзисторних ключів, схеми яких наведено на рис. 4.12: а) з резистивним навантаженням; б) з динамічним навантаженням; в) ключ на комплементарній парі (КМОН-ключ). В інтегральному виконанні використовують ключі на МОН-транзисторах, схеми яких наведено на рис. 4.12, б і 4.12, в.

Схему МОН-ключа з резистивним навантаженням наведено на рис. 4.12, а, резистор R_c служить опором навантаження. Розглянемо роботу ключа за допомогою вихідних ВАХ МОН-транзистора (рис. 4.13). При низькій вхідній напрузі, що відповідає рівню логічного нуля $U_{вх} = U_0 = U_{зв} < U_{пор}$, яка менша порогової напруги МОН-транзистора, транзистор закритий, струм стоку дорівнює нулю $I_c = 0$. Робоча точка знаходиться у т. А на вихідних ВАХ транзистора (рис. 4.13). На виході встановлюється висока напруга $U_{вих} = U_{св} = E_{ж} = U_1$, що відповідає логічній одиниці.



(в)

Рис.4.12 Ключі на МОН польових транзисторах: а) з резистивним навантаженням; б) з динамічним навантаженням; в) на комплементарній парі (КМОН-ключ).

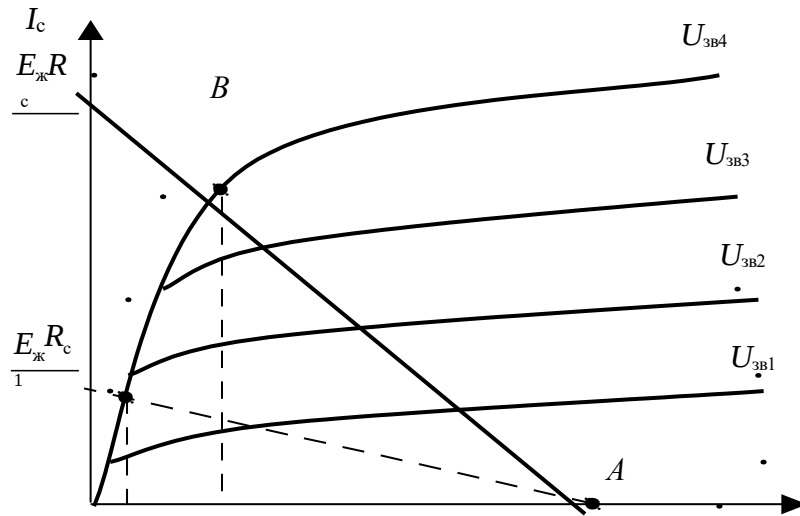


Рис.4.13 Ключовий режим МОН транзистора

При високій входній напрузі, що відповідає рівню логічної одиниці $U_{вх} = U_1$, транзистор відкритий. Робоча точка на ВАХ транзистора (рис. 4.13) знаходиться у т. В. На виході встановлюється низька напруга $U_{вих} = U_{зал} = U_0$, що відповідає логічному нулю. Таким чином, значення вихідної логічної величини є інверсією входної логічної величини, ключ реалізує операцію інверсії, тобто є інвертором. У МОН-ключах немає принципового обмеження на значення залишкової напруги $U_{зал} = U_0$, рівної рівню логічного нуля: залишкову напругу можна зробити якою завгодно малою, збільшуючи опір R_c і напругу живлення $E_{ж}$. Приклад збільшення опору навантаження зображений на рис. 4.13: значення $R_{c1} > R_c$, навантажувальна пряма пройшла нижче, залишкова напруга зменшилася $U'_{зал} < U_{зал}$. Це одна з найважливіших переваг МОН-ключів перед біполярними, у яких значення U_0 обмежене напругою $U_{ке нас}$.

Схему МОН-ключа з динамічним навантаженням наведено на рис. 4.12, б. Транзистор VT2 служить основним (активним) транзистором. Роль динамічного навантаження виконує транзистор VT1, у якого затвор з'єднаний зі стоком, тим самим, є двополусником – резистором. Динамічне навантаження активного

$$R_d = \frac{\Delta U_{св}}{\Delta I_c}$$

транзистора VT2 дорівнює диференціальному опору (вихідному опору транзистора VT1, значення якого на прямолінійній ділянці вихідних ВАХ дорівнює десяткам кілоом. Ключ з динамічним навантаженням дозволяє отримати більш низький рівень логічного нуля U_0 , ніж схема рис. 4.12, а. Схема також реалізує операцію інверсії.

Схему КМОН-ключа наведено на рис. 4.12в. У цій схемі використовується

комплементарна пара транзисторів (КМОН-транзистори): основний (активний) транзистор VT2 з індукованим каналом n-типу, транзистор VT1 з індукованим каналом p-типу. При подачі на вхід ключа низького позитивного рівня логічного нуля ($U_{вх} = U_0 = U_{зв2}$) основний транзистор VT2 закритий, так як $U_{зв2} = U_0 < U_{пор}$. У цей час між затвором і витком транзистора VT1 діє велика негативна напруга, рівна $U_{зв1} = U_{вх} - E_{ж} = U_0 - E_{ж}$. Оскільки напруга $E_{ж} \gg U_0$, напруга $U_{зв2}$ має негативний знак, тому транзистор VT1 з каналом p-типу відкритий.

Так як основний транзистор VT2 закритий, то вихідна напруга дорівнює високому рівню логічної одиниці $U_{вих} = E_{ж} = U_1$, при цьому струм стоку у спільному колі дорівнює нулю $I_c = 0$. При подачі на вхід ключа високого позитивного рівня логічної одиниці ($U_{вх} = U_1 = U_{зв2}$) основний транзистор VT2 відкритий. При цьому напруга затвор-виток транзистора VT1, рівна $U_{зв2} = U_1 - E_{ж}$, близька до нуля ($U_{зв1} < U_{пор}$), так як $U_1 \approx E_{ж}$. Тому транзистор VT1 закритий. Оскільки основний транзистор VT2 відкритий, то вихідна напруга дорівнює низькому рівню логічного нуля $U_{вих} = U_{зал} = U_0$. Так як транзистор VT1 закритий, то струм стоку у спільному колі дорівнює нулю $I_c = 0$.

КМОН-ключ є інвертором, реалізує операцію інверсії.

Таким чином, у кожному з усталених станів один з транзисторів відкритий, другий – закритий, і ключ у стаціонарних станах практично не споживає струму.

Струми у колах транзисторів виникають лише в короткі інтервали часу, в які ключ перемикається з одного стану в інший. КМОН-ключ споживає малу потужність, має високий ККД.

Перехідні процеси у МОН-ключах зумовлені головним чином перезарядом ємностей транзисторів і паразитних ємностей. Еквівалентну сумарну ємність можна наближено визначити як суму ємностей

$$C_{екв} = C_{сп} + C_{сп} + C_{зв} + K C_{зс},$$

де:

$C_{сп}$ – паразитна ємність монтажу відносно підкладки;

$C_{сп}$ – ємність стік-підкладка;

$C_{зв}$ – ємність затвор-виток;

$C_{зс}$ – ємність затвор-стік;

K – коефіцієнт, що враховує вплив внутрішнього негативного зворотного зв'язку через ємність $C_{зс}$.

Значення $K \approx 10 \dots 30$ і дорівнює коефіцієнту підсилення ключа. При цьому вплив ємності $C_{зс}$ є домінуючим. Для збільшення швидкодії всіх МОН-ключів необхідно зменшувати сумарну ємність $C_{екв}$.

Поряд зі споживанням малої потужності КМОН-ключ має також і високу

швидкодію, так як ємності схеми швидко перезаряджаються через малий опір того з транзисторів, який на даний момент часу відкритий.

Зазначені переваги КМОН-схем визначили їхнє широке використання у цифрових інтегральних мікросхемах.

Підсилювальні каскади на польових транзисторах

Схеми живлення каскадів на польових транзисторах відрізняються залежно від режиму роботи польового транзистора (А, В, С, D), його типу, полярності напруги зміщення, схеми включення розділяльних або блокувальних конденсаторів. У підсилювачах з безпосереднім зв'язком між каскадами кола живлення виконуються з урахуванням напруг в різних колах.

Розглянемо підсилювальні каскади на польових транзисторах.

Підсилювачі зі спільним витоком Принципові схеми резисторних підсилюючих каскадів зі спільним витоком (СВ) наведені: на рис. 4.14, а – при негативному зміщенні на затворі; на рис. 4.14, б – при позитивному зміщенні на затворі. Шляхи протікання змінних струмів на рис. 4.14 показані пунктирними лініями.

Однотактні підсилювачі (рис. 4.14) працюють в режимі А, тому робочу точку каскаду необхідно вибрати в межах лінійної ділянки передавальної ВАХ польового транзистора. У схемі підсилювача рис. 4.14, а використаний ПТ з управляючим р-ппереходом і каналом n-типу. У транзистора типу VT1 для вибору робочої точки на затвор необхідно подати негативну напругу $U_{зв0}$. Негативна напруга зміщення у схемі рис. 4.14, а утворюється на резисторі R_i у колі витоку і дорівнює за модулем $|U_{зв0}| = I_{в0}R_{в}$, де $I_{в0}$ – постійна складова струму стоку в робочій точці. Резистор у колі затвора R_3 з'єднує затвор із корпусом. Так як $I_3 = 0$, то корпус і затвор за постійним струмом еквівалентні. Напруга зміщення $U_{зв0}$ у схемі рис. 4.14, а прямо пропорційна струму $I_{с0}$.

Таке зміщення називають автоматичним, воно дозволяє стабілізувати режим роботи схеми. У схемі підсилювача рис. 4.14, б використаний МОН ПТ з індукованим каналом n-типу. У транзистора типу VT6 для вибору робочої точки на затвор необхідно подати позитивну напругу $U_{зв0}$. Позитивна напруга на затвор у схемі рис. 4.12, б подається за допомогою резистивного подільника R_1, R_2 . У коло витоку включений резистор $R_{в}$ для стабілізації режиму роботи схеми. В результаті напруга зміщення дорівнює:

$$U_{зв0} = I_d R_2 - I_{с0} R_{в},$$

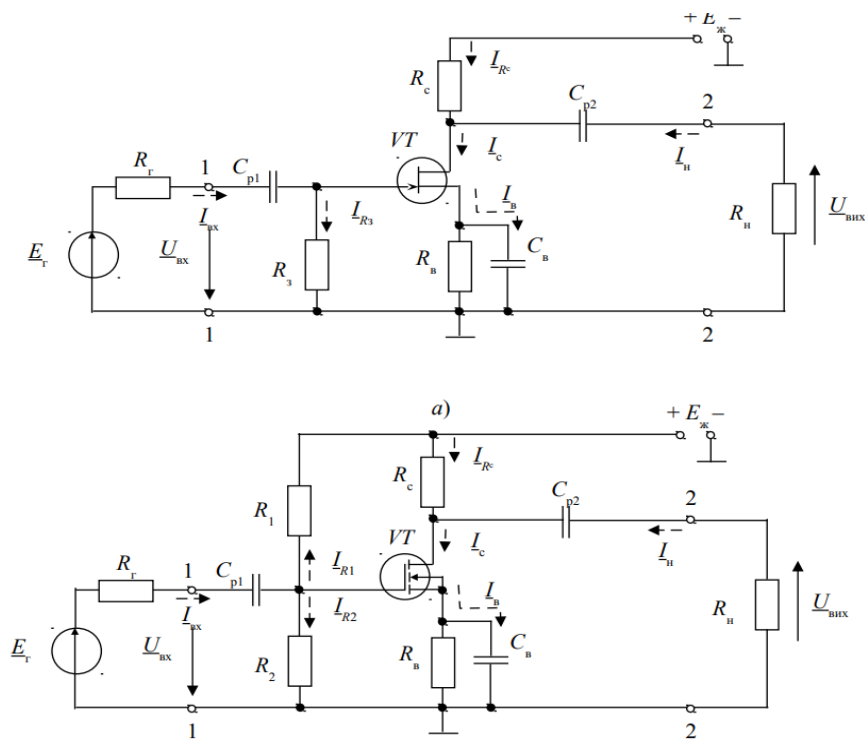


Рис. 4.14 Підсилювачі зі спільним витоком

де струм подільника дорівнює

$$I_d = \frac{E_{\text{ж}}}{R_1 + R_2}.$$

$$I_d = \frac{E_{\text{ж}}}{R_1 + R_2}.$$

Щоб опір R_3 у схемі рис. 4.14, а і подільник напруги у схемі рис. 4.14, б не шунтував входи підсилювачів за змінним струмом (за сигналом), їх вибирають великих значень: R_3 , R_1 , R_2 – (1...2) МОм. У колах стоку резистор R_c служить для подачі живлячої напруги на стік транзистора VT і спільно з опором навантаження R створює опір навантаження за змінним струмом[^]

$$R_{\text{н}} = \frac{R_c \cdot R_n}{R_c + R_n}$$

C_{p1} і C_{p2} – розділяльні конденсатори, C_v – шунтуючий конденсатор, який з'єднує витік з корпусом за змінним струмом. Тому підсилювачі рис. 4.14 мають витік спільним між входом і виходом, тобто є підсилювачами зі спільним витоком

Підсилювачі зі спільним затвором/

Принципові схеми резисторних підсилювальних каскадів зі спільним затвором (СЗ) наведено на рис. 4.15, а – при негативному зміщенні на затворі, на рис. 4.15, б – при позитивному зміщенні на затворі. Шляхи протікання змінних струмів на рис. 4.15 показані пунктирними лініями

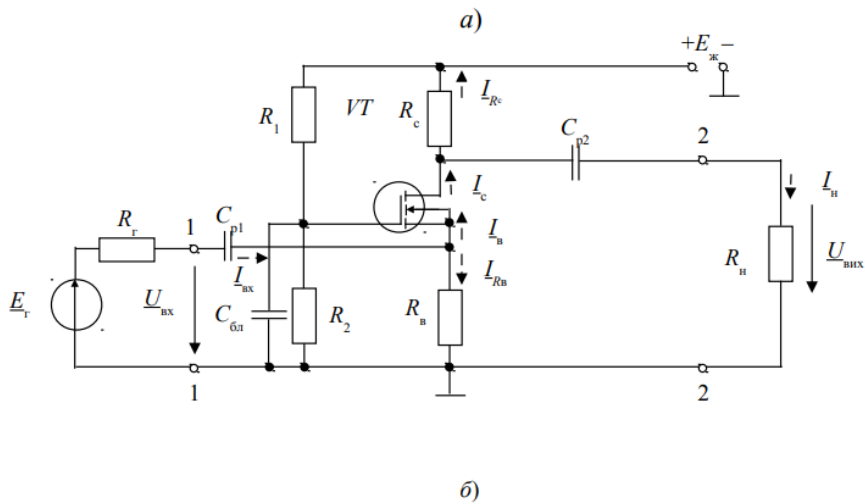
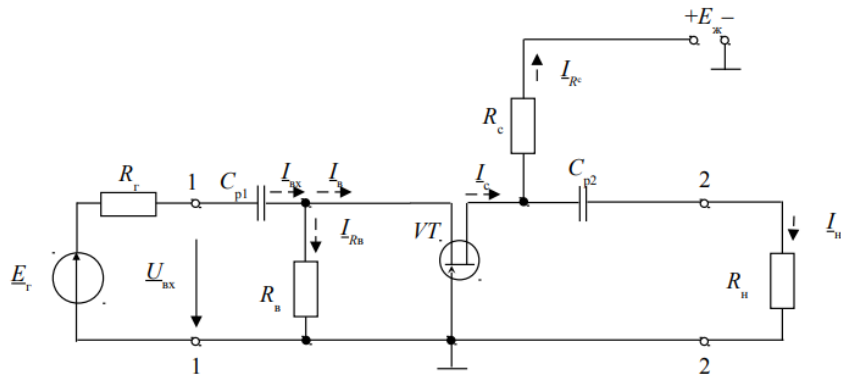
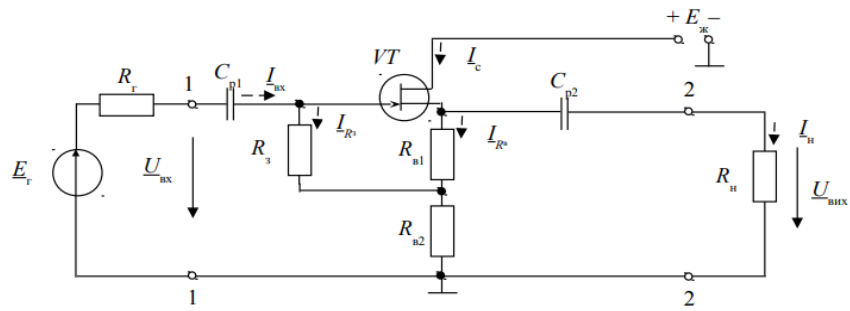


Рис. 4.15 Схеми зі спільним затвором

Розрахунок елементів за постійним струмом аналогічний розрахунку елементів схеми зі спільним витоком (рис. 4.14). Блокувальний конденсатор Сбл великої ємності з'єднує затвор з корпусом за змінним струмом. Тому підсилювачі рис. 4.15 мають затвор спільним між входом і виходом, тобто є підсилювачами зі спільним затвором.

Підсилювачі зі спільним стоком.

Принципові схеми резисторних підсилювальних каскадів зі спільним стоком (СС) наведені: на рис. 4.16, а – при негативному зміщенні на затворі, на рис. 4.16, б – при позитивному зміщенні на затворі. Шляхи протікання струмів на рис. 4.16 показані пунктирними лініями.



а)

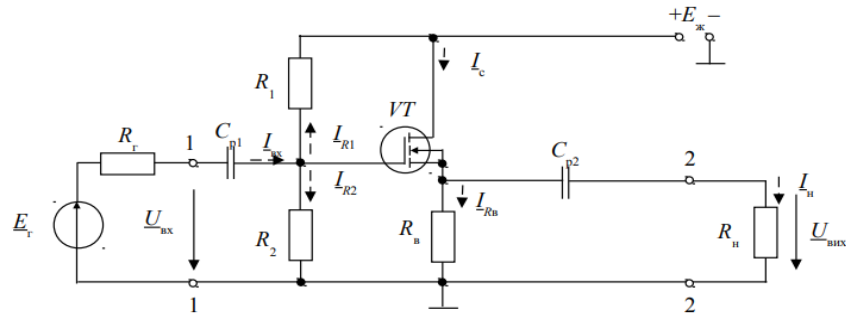


Рис. 4.16 підсилювачі зі спільним стоком

У схемі рис. 4.16, а опір у колі витоку задано у вигляді двох резисторів R_{B1} і R_{B2} ($R_B = R_{B1} + R_{B2}$). Таке включення опору R_B дозволяє подати необхідну напругу зміщення на затвор

$$|U_{зв0}| = I_{c0} \cdot R_{B1}$$

а також збільшити опір навантаження для змінного струму

$$R_{н\sim} = \frac{R_B R_H}{R_B + R_H}$$

При цьому також зменшується шунтуюча дія резистора R_3 у вхідному колі каскаду. У обох схемах рис. 4.16 стоки з'єднані за змінним струмом з корпусом через низькоомні джерела живлення Еж. Тому підсилювачі рис. 4.16 мають стік спільним між входом і виходом, тобто є підсилювачами зі спільним стоком.

Двотактний підсилювач зі спільним стоком.

Принципова схема двотактного безтрансформаторного підсилювального каскаду зі спільним стоком наведена на рис. 4.17.

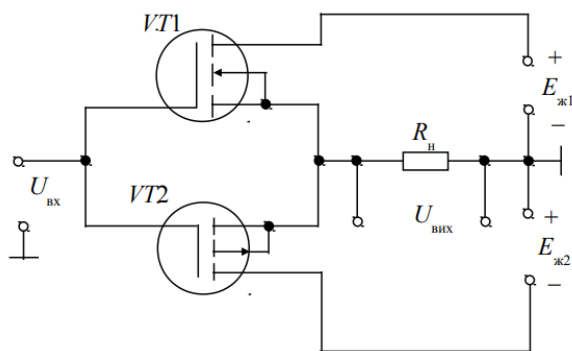


Рис. 4.17 Двотактний безтрансформаторний підсилювач зі спільним стоком

У схемі рис. 4.17 використана комплементарна пара МОН польових транзисторів з ізольованим затвором та індукованим каналом: VT1 – з n-каналом, VT2 – з p-каналом. Опір навантаження R_n включено у колі витоків обох транзисторів, а стоки за змінним струмом з'єднані з корпусом через низькоомні джерела живлення Еж1 і Еж2. Вважаємо, що джерела живлення Еж1 і Еж2 є практично ідеальними генераторами ЕРС, отож тому їхні внутрішні опори рівні нулю ($r_i \approx 0$). Тому підсилювач (рис. 4.17) називають двотактним витіковим повторювачем.

Каскад працює в режимі В. У стані спокою (за відсутності вхідного сигналу $U_{вх} = 0$) обидва транзистора VT1 і VT2 закриті, тому вихідна напруга дорівнює нулю $U_{вих} = 0$. При подачі вхідної напруги $U_{вх}$ позитивної полярності відкривається транзистор VT1 (з n-каналом), транзистор VT2 (з p-каналом) у цей час закритий. Через транзистор VT1 протікає струм стоку $I_{c1} = I_{b1}$ від плюса джерела живлення Еж1 через транзистор VT1, через опір навантаження R_n до мінуса джерела живлення Еж1, тобто на корпус.

На навантаженні утворюється вихідна напруга $U_{вих} = I_{b1}R_n$ позитивної полярності відносно корпусу. При подачі вхідної напруги $U_{вх}$ негативної полярності відкривається транзистор VT2 (з p-каналом), транзистор VT1 (з n-каналом) у цей час закритий. Через транзистор VT2 протікає струм стоку $I_{c2} = I_{b2}$ від плюса джерела живлення Еж2 (тобто від корпусу) через опір навантаження R_n , через транзистор VT2 до мінуса джерела живлення Еж2. На навантаженні утворюється вихідна напруга $U_{вих} = I_{b2}R_n$ негативної полярності відносно корпусу.

Якщо схема симетрична, то на навантаженні отримуємо повний період вихідного сигналу. Вихідна напруга і за фазою, і за значенням повторює вхідний сигнал ($K_u \approx 1$). Двотактний витіковий повторювач має великий вхідний опір ($R_{вх} \rightarrow \infty$) і малий вихідний опір.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Чому транзистор називають "польовим"? Які інші назви він має? Поясніть ці назви.

2. За рахунок якого явища відбувається у польовому транзисторі керування вихідним струмом? Поясніть принцип дії польового транзистора з керуючим $p-n$

переходом.

3. В чому основна відміна у принципі дії польового та біполярного транзисторів?

4. Чи впливав величина вхідного струму польового транзистора на величину його вихідного струму?

5. Чому польовому транзистору притаманний більший (у порівнянні з біполярним) вхідний опір?

6. Чому малість вхідного струму польового транзистора може вважатися його важливою перевагою перед біполярним транзистором?

7. З яких двох характерних ділянок складаються вихідні характеристики польового транзистора? Дайте їм пояснення.

8. В якій області об'єму польового транзистора відбувається основне виділення тепла та саморозігрівання?

9. Якими параметрами характеризуються польові транзистори? Чому для їх описання не використовуються h -параметри?

10. Чим визначається верхня гранична частота польового транзистора?

11. Чому на еквівалентній схемі польового транзистора не зображаються вхідні кола?

12. Чому МДН-транзистор з індукованим P -каналом відкривається лише при досить великій негативній напрузі на затворі?

13. Чому в МДН-транзисторі струм між витком та стокком йде тільки каналом, а не замикається через матеріал підкладки?

14. Які транзистори зображені на рисунку? Вкажіть необхідну для їх роботи полярність напруг на електродах (відносно витку) та намалюйте їх прохідні характеристики.

15. Чому інструмент, за допомогою якого виконується монтаж МДН-транзисторів, потрібно обов'язково заземлювати?

16. Пояснити принцип роботи польового транзистора з індукованим каналом.

17. Пояснити принцип роботи польового транзистора з вбудованим каналом.

18. Привести вольт-амперні характеристики транзисторів з індукованим та вбудованим каналом. Пояснити їх.

РОЗДІЛ V МІКРОЕЛЕКТРОННІ КОМПОНЕНТИ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ

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

Основним питанням мікроелектроніки є технологія виготовлення мікроелектронних пристроїв, тому саме цьому питанню і буде приділена найбільша увага. Ми аж ніяк не претендуємо ні на повноту, ані на вичерпний виклад усіх тих різноманітних нових технологій, які починають знаходити застосування у сучасній мікроелектроніці. Наша задача – дати поняття, хай навіть у дещо спрощеній формі, про найбільш поширені технологічні процеси, за допомогою яких натеper виготовляється більшість інтегральних мікросхем.

Оскільки основною технологічною задачею мікроелектроніки є виготовлення транзистора, почнемо саме з нього.

5.1 Планарна технологія виготовлення транзисторів

Основним сучасним методом виготовлення транзисторів є планарна технологія. Транзистори, виготовлені за цією технологією, називаються планарними. Така назва походить від англійського слова *plane* – площина, оскільки транзисторні структури створюються на площинній поверхні напівпровідникового кристалу.

У спрощеному вигляді послідовність операцій планарної технології для виготовлення біполярного *pnp*-транзистора показана на рис. 5.1.

Вихідним матеріалом є пластинка з донорно-легованого кремнію товщиною в частки міліметра. Поверхня пластинки окислюється, на ній вирощується тонкий захисний шар оксиду кремнію SiO_2 (рис. 5.1а). У захисному шарі протравлюється отвір ("вікно"), крізь яке шляхом дифузії з газової або парової фази у приповерхневий шар кремнію вводиться акцепторний домішок, внаслідок чого під "вікном" утворюється дірково-провідна область (рис. 6.1б). Далі цей процес повторюється і в приповерхневий шар кремнію вводиться донорний домішок, котрий створює нову сильнолеговану область (рис. 6.1в). В результаті в напівпровіднику утворюється характерна для біполярного транзистора тришарова *pnp* структура, де *n*-провідна пластина служить колектором, верхня *n*⁺- область – емітером, а проміжний *p*-шар – базою.

Повторним окисленням поверхня пластинки кремнію знову вкривається шаром оксиду SiO_2 , в якому навпроти колектора, бази та емітера протравлюються невеликі отвори. В ці отвори напильється метал (звичайно алюміній), який створює контактні

площинки, що є відповідно виводами колектора, бази та емітера транзистора (рис. 5.1 г).

Найбільш тонким і відповідальним процесом планарної технології є створення "вікон".

Для цього застосовується метод фотолітографії. Суть його така. Поверхня оксиду кремнію вкривається фоторезистом – речовиною, яка здатна полімеризуватися під дією ультрафіолетового світла.

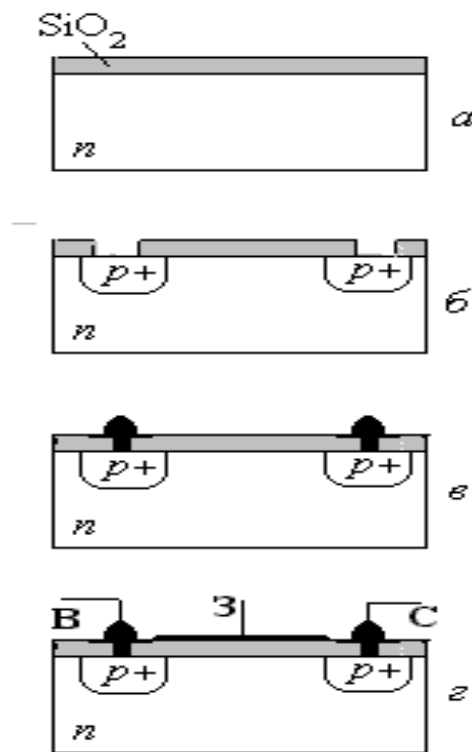


Рис. 5.1 Послідовність операцій планарної технології виготовлення МОН - транзистора з індукованим каналом.

а). окислення поверхні напівпровідникової пластинки.

б). протравлювання вікон та створення високолегованих областей витоку і стоку.

в). створення контактних площинок.

г). напilenня затвору та приварювання виводів.

Далі на фоторезист накладається фотошаблон – прозора платівка з нанесеним на неї зображенням, темні місця якого відповідають розташуванню майбутніх вікон. Крізь фотошаблон фоторезист опромінюється ультрафіолетовим світлом від кварцової лампи. У засвічених місцях фоторезист полімеризується, а там, куди ультрафіолет не потрапив, він потім легко змивається розчинником. Наступна операція – пластинку травлять в концентрованій плавиковій кислоті, яка роз’їдає оксидну плівку лише в тих місцях, де вона не захищена шаром полімеризованого

резисту. І нарешті, фоторезист, що залишився, видаляють спеціальним розчинником. Тепер можна приступити до наступних технологічних операцій.

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

Звичайно, виготовляти у такій спосіб транзистори по одному було б надто трудомістким та дорогим процесом. Тому на напівпровідниковій пластинці площею в кілька квадратних сантиметрів вирощують водночас кілька сотень (а іноді й тисяч) транзисторів. Для цього потрібні лише фотошаблони, на яких зображення відповідної структури повторюється багаторазово. Така технологія зветься груповою, оскільки водночас створюється ціла група ідентичних транзисторів.

Після завершення всіх зображених на рис. 5.1 етапів, пластинку розрізають на окремі транзистори, до контактних площинок К, Б, Е приварюють виводи, виготовлений транзистор вміщують в герметичний корпус і одержують готовий виріб.

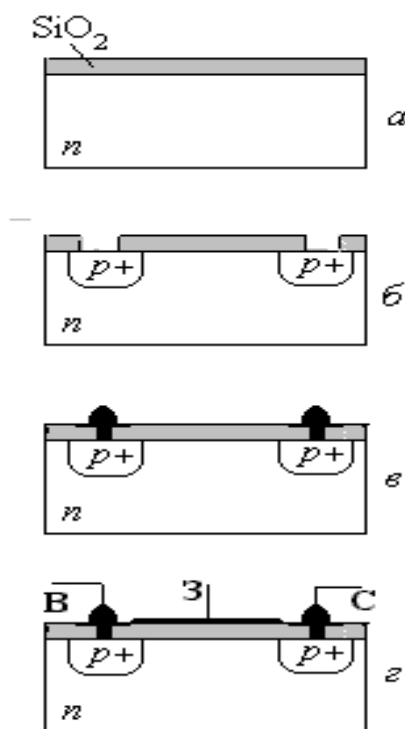


Рис. 5.2. Послідовність операцій планарної технології виготовлення МОН - транзистора з індукованим каналом.

- а). окислення поверхні напівпровідникової пластинки.
- б). протравлювання вікон та створення високолегованих областей витоку і стоку.
- в). створення контактних площинок.
- г). наплення затвору та приварювання виводів.

Таким чином можна виготовляти і МОН-структури. Послідовність операцій виготовлення МОН-транзистора з індукованим каналом зображена на рис. 5.2.

Основні переваги групової планарної технології такі:

- одночасне вирощування на одній платівці напівпровідника цілої групи транзисторів, що значно здешевлює їх виготовлення і створює можливість одержання однорідної партії готових приладів;

- майже повністю виключена ручна праця, що також здешевлює процес виготовлення транзисторів і відповідав генеральній лінії технічного прогресу. Разом з тим, слід мати на увазі, що планарна технологія ставить високі вимоги до кваліфікації персоналу і вимагає складного та дорогого обладнання, отже її освоєння посильне лише для підприємств з вельми високою технологічною культурою виробництва.

5.2 Склад інтегральної мікросхеми

Подальший шлях створення радіоелектронних пристроїв вбачається в тому, щоб з окремих транзисторів, виготовлених описаним вище способом, зібрати ті чи інші радіоелектронні схеми. Однак, в цьому процесі очевидна логічна непогодженість – нащо розрізати напівпровідникову пластинку з вирощеними на ній транзисторами на окремі частинки, щоб згодом вручну сполучити їх між собою?

Чи не краще зробити ці з'єднання ще в процесі виготовлення і створювати таким шляхом не окремі транзистори, а готові схеми? Тим більше, що технологічно здійснити це досить легко, оскільки з'єднувальні металеві провідники можна напилювати на поверхню захисної плівки оксиду водночас із створенням контактних площинок. Резистори можна виготовляти за тією ж планарною технологією у вигляді канавок, заповнених відповідним чином легованим напівпровідником. Їх опір буде визначатися довжиною та площею перерізу канавки і ступенем легування. До того ж, будь який транзистор з фіксованою входною напругою може бути використаний як резистор, опір котрого визначається цією напругою. Діодами можуть служити транзистори з закороченими електродами. Коли ж до діода прикласти запірну напругу, його можна використати і як невелику ємність (подібно до варикапа). Отже, планарна технологія дає можливість виготовляти майже всі елементи, необхідні для радіоелектронних схем.

Ця досить проста і самоочевидна ідея – сполучати транзистори між собою ще на стадії їх виготовлення – призвела до створення якісно нових виробів – інтегральних мікросхем.

За визначенням інтегральна мікросхема (ІМС) є цілісним завершеним радіоелектронним пристроєм з високою щільністю електрично сполучених і невіддільних один від одного елементів, призначеним для виконання певної функції.

Коментуючи це визначення, вкажемо, що саме слово "інтегральна" (тобто цілісна) підкреслює той факт, що ІМС не є схемою, зібраною з окремих деталей. Окремі елементи, що входять до складу її принципової схеми – транзистори, діоди, резистори, ємності, з'єднувальні провідники – всі вони, як про це йшлося вище,

створюються водночас у єдиному технологічному процесі. Відповідно, ці елементи не можуть бути вилучені з інтегральної мікросхеми шляхом її розбирання на окремі деталі. Так, скажімо, фізично неможливо ніяким способом видобути з ІМС транзистор або резистор, які входять до її складу. Що ж до слова "мікросхема", то воно вказує на малі розміри та компактність пристрою.

Перші ІМС з'явились у 60-х роках. Вони мали зовсім невисокий ступінь інтеграції – до їх складу входило лише кілька (не більше десяти) транзисторів та резисторів. Прикладом такої простої ІМС може бути двокаскадний підсилювач низької частоти типу К122УНІА, принципова схема якого зображена на рис. 5.3 а, а на рис. 5.3 б дана схема його включення.

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

Інтегральні мікросхеми з малим ступенем інтеграції позначаються аббревіатурою МІС (малі інтегральні схеми) чи просто ІС; з середнім ступенем інтеграції (середні ІМС) - СІМС або СМС, і нарешті, з великим ступенем інтеграції - ВІС (великі ІМС). Мікросхеми, до складу яких входить більше 10^4 елементів, називають надвеликими ІМС (НВІС).

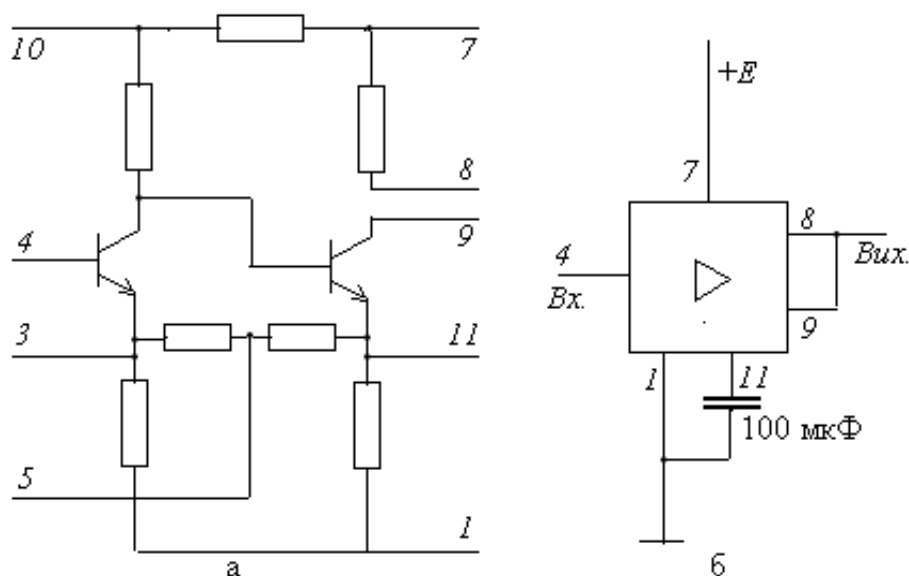


Рис. 5.3 Склад інтегральної мікросхеми

Розмір елементів, що входять до складу подібних ІМС менші від 1 мкм і досягли вже 0.2 - 0.3 мкм. Цим, мабуть, вони наблизилися до тієї межі, яка ставиться фізичними процесами у виготовленні і функціонуванні ІМС, а саме:

- при виготовленні ІМС шляхом фотолітографії дифракційні явища не дозволяють одержувати зображення меншого від довжини застосованого світла. Щоправда, цю межу можна віддалити переходячи від ультрафіолетових променів до рентгенівських;

- товщина збідненого шару у p - n переходах, які лежать в основі роботи як

біполярних, так і МОН-транзисторів, стає сумірною з розміром самого транзистора, або навіть більшою від нього. Транзистор перестає бути планарною (площинною) системою і за таких умов його нормальне функціонування порушується.

– при слабкому легуванні деяких областей транзистора (бази у біполярних транзисторах, каналу у МОН-транзисторах) відстань між окремими атомами домішки стає там сумірною з товщиною збідненого шару та розмірами транзистора. Матеріал у цих областях вже не можна вважати електрофізично однорідним. Починають давати взнаки флюктуації концентрації домішки, що призводить до непередбаченості у параметрах та функціонуванні транзисторів.

Отже, розміри елементів НВІС порядку 0.1 - 0.2 мкм, які можуть бути досягнуті у найближчі роки, стануть межею на шляху подальшої мікромініатюризації ІМС і для подальшого прогресу у цій галузі доведеться відшукувати якісь принципово нові шляхи відмінні від традиційних.

5.3 Плівкова технологія

Іншим напрямком розвитку технології мікроелектроніки є плівкова технологія. Тут елементи, що складають радіоелектронну схему, створюються на поверхні діелектричної платівки шляхом нанесенням на неї провідних, напівпровідникових та діелектричних плівок. Плівкова технологія поділяється на товстоплівкову та тонкоплівкову.

За товстоплівковою технологією на поверхню керамічної платівки через відповідні трафарети наноситься паста, яка потім впалюється у кераміку, утворюючи плівки товщиною 15...70 мкм. В залежності від складу пасти таким способом виготовляють або металеві з'єднувальні смужки–провідники, або резистори. Ємності виготовляють, послідовно наносячи шари металу, діелектрика і знову металу. Індуктивності можна зробити у вигляді провідної смужки, якій надана форма плоскої спіралі.

Звичайно, при тих малих розмірах, які потрібні в мікросхемах, такі індуктивності та ємності можуть мати лише вельми малої величини.

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

Основний недолік плівкової технології полягає у тому, що в такий спосіб поки що не вдається створювати активні елементи більш-менш задовільної якості. Тому активні елементи для плівкових мікросхем звичайно виготовляють у вигляді навісних безкорпусних транзисторів, діодів чи напівпровідникових мікросхем. Такі мікросхеми

з навісними активними елементами називають гібридними інтегральними мікросхемами (ГІС).

Оскільки тонкоплівкова технологія досить зручна для виготовлення пасивних елементів мікросхем, а планарна (напівпровідникова) дозволяє успішно створювати активні елементи, їх іноді об'єднують. Інтегральні мікросхеми, виготовлені в такий спосіб, називають суміщеними.

Вище вже йшлося про те, що планарна технологія вимагає дорогого спеціального обладнання і висококваліфікованого персоналу. Тому процес проектування та технологічної підготовки до виготовлення напівпровідникових ІМС за планарною технологією стає рентабельним лише при умові випуску дуже великих серій виробів (не менше кількох мільйонів).

На відміну від цього, плівкова та гібридна технології більш прості та мобільні, виробництво гібридних ІМС доступне більш широкому колу підприємств. Плівкова технологія лишається рентабельною і при виготовленні невеликих та середніх серій; нею користуються звичайно там, де потрібно швидко та оперативно змінювати асортимент виготовлюваних ІМС.

5.4 Деякі особливості технології виготовлення інтегральних мікросхем

У описаній вище (п. 5.1) планарній технології колектор біполярного транзистора утворюється з тієї частини напівпровідникової підкладки, якої не торкнувся технологічний процес. Однак, в інтегральній мікросхемі подібна ситуація неприпустима, оскільки колектори всіх транзисторів мікросхеми виявилися б сполученими між собою через спільну підкладку. Тому в ІМС необхідно передбачити ізоляцію колектора кожного транзистора від підкладки, на якій він (транзистор) вирощений. Найпростіший шлях до цього є застосування потрібної дифузії при виготовленні n-p-n-транзистора на р-провідній кремнієвій підкладці. Першим вирощується n - шар, який служитиме колектором (рис. 5.4).

Потім послідовно вирощують р-провідну базову область та n⁺ -провідну область емітера. При експлуатації до підкладки треба прикласти від'ємний відносно до колектора потенціал, щоб на межі підкладки і колектора утворився непровідний запірний шар, який забезпечує їх електричну ізоляцію.

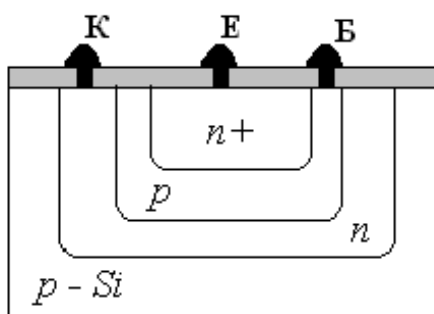


Рис. 5.4 Плівкова технологія

Однак, транзистори, виготовлені методом потрійної дифузії, мають певні недоліки. В структурі, зображений на рис. 5.4, колекторний n -шар, який формується на етапі першої дифузії, виявляється неоднорідним: концентрація домішок зростає від донної області до поверхні. Тому на границі з базовим шаром концентрація домішки буде дуже великою і пробивна напруга колекторного переходу буде порівняно низькою. До того ж, процес потрійної дифузії складний і довготривалий. Тому зараз застосовують звичайно дещо інший шлях виготовлення транзистора. Спочатку на поверхню p -провідної підкладки з газової фази нарощується так званий епітаксіальний монокристалічний шар n -провідного кремнію товщиною 10 - 15 мкм, кристалічна структура якого є продовженням кристалічної структури підкладки (рис. 5.5 а). Тим самим створюється p - n перехід, котрий надалі ізолюватиме транзистор від підкладки. Далі описаним вище методом дифузії, по периметру майбутнього транзистора у епітаксіальному шарі створюється p -область, яка повинна "прорости" через цей шар і зімкнутися з p -провідною підкладкою (рис. 5.5 б).

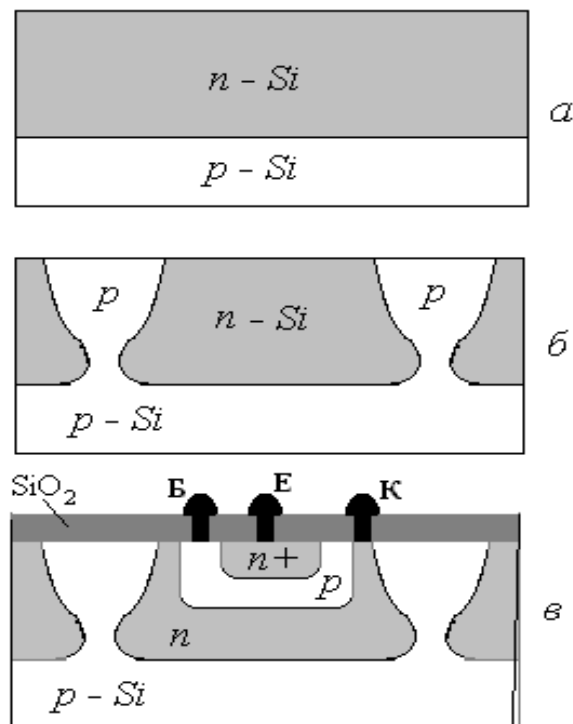


Рис. 5.5 Послідовність плівкової технології

В результаті утворюється "острівець" з n -провідністю, оточений з усіх боків p -провідним кремнієм. В цьому острівку, який називають кишеною, відомим вже способом вирощують біполярний й pnp -транзистор (рис. 5.5 в). Далі потрібно потурбуватися лише про те, щоб потенціал підкладки завжди був негативнішим відносно потенціалу колектора будь-якого з транзисторів інтегральної мікросхеми. Таким же шляхом – виміщенням у кишені – ізолюються і пасивні елементи ІМС.

У інтегральних схемах на МОН-транзисторах проблем з ізоляцією не виникає, оскільки кожний МОН-транзистор – його виток, стік і канал, яким притаманний

інший закон провідності ніж підкладці, – вже "відгороджений" від неї запертим p - n - переходом. Це одна з істотних переваг інтегральних мікросхем на МОН-транзисторах.

Немає проблем з ізоляцією елементів і в плівкових ІМС, оскільки там всі елементи вирощуються на підкладках з ізоляційного матеріалу – скла або кераміки.

Та ж ідея - створювати елементи ІМС на діелектричних підкладках – виявилась дуже плідною і в планарній технології, коли навчились вирощувати *епітаксіальні* шари кремнію на кристалічних діелектричних матеріалах, наприклад, на сапфірі. Кристалічна структура сапфіра, котрий сам є добрим діелектриком, дуже подібна до структури кремнію і вирощування на ній епітаксіального шару виявляється цілком можливим (рис. 5.6 а).

Потім в утвореному шарі кремнію витравляють канавки, які досягають самої поверхні сапфіра (рис. 5.6 б). Утворюються ізольовані острівці – кишеньі, в яких вирощують pnp -транзистори (рис. 5.6 в).

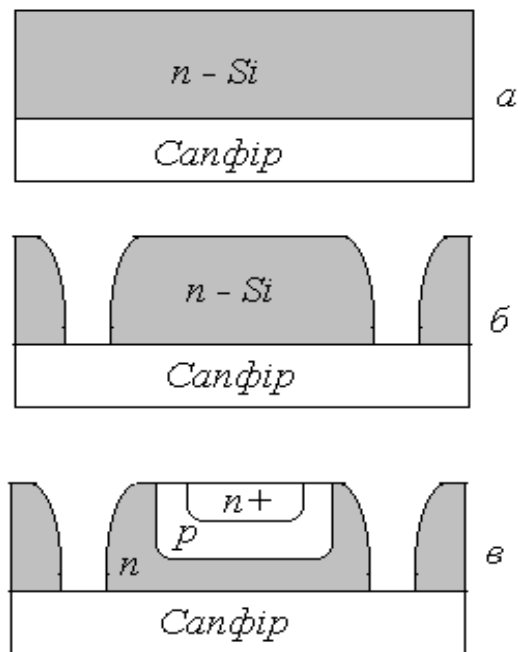


Рис. 5.6 Плівкова технологія

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

Іншою істотною особливістю технології виготовлення мікросхем є те, що всі

елементи ІМС створюються в єдиному технологічному процесі. Скажімо, всі резистори плівкової ІМС виготовляються одночасно, і, отже, мають однакову товщину та однаковий питомий опір матеріалу.

Відрізнитися вони можуть лише довжиною і шириною шару за рахунок чого вони й мають різний опір. Або ж в ІМС, виготовлений за планарною технологією, робочий шар резистора вирощується водночас з базовим шаром транзистора і тому має ті ж самі електрофізичні параметри. Інакше кажучи, при виготовленні пасивних елементів ІМС вільність вибору значно менше ніж при конструюванні таких схем з дискретних деталей. В ІМС параметри пасивних елементів можна варіювати головним чином лише їх конфігурацією, тобто їх довжиною та шириною, а не товщиною шарів і електрофізичними властивостями матеріалу.

В результаті номінали елементів ІМС виявляються в значній степені пов'язаними між собою та обмеженими за своїми значеннями. Так, наприклад, розглядаючи принципіальну схему будь-якої ІМС, можна перекоонатися в тому, що опір резисторів в ній лежить звичайно в межах 10^3 - 10^5 Ом. В схемах ІМС відсутні мегаомні опори. Немає також конденсаторів ємністю вище кількох тисяч пікофарад. Відсутні котушки індуктивності і, зрозуміло, трансформатори.

Ці обмеження визначають специфіку схемотехніки ІМС: при їх конструюванні намагаються знайти такі рішення, щоб елементи схеми не виходили за межі номіналів, прийнятних з точки зору технології. Коли ж застосування елемента з особливим "не технологічним" номіналом все ж виявляється неминучим, то шукають таке рішення, яке дозволило б "змодельовати" такий елемент схемотехнічними методами, або ж використовують зовнішні навісні компоненти та деталі.

5.5 Необхідність та важливість мікроелектроніки

З появою інтегральних мікросхем була розв'язана та кризова ситуація в радіоелектроніці, яка стала назрівати наприкінці 50 - х - початку 60 - х років. Справа в тому, що протягом всього попереднього періоду розвиток радіоелектроніки відбувався екстенсивно: шляхом нарощування складності приладів та пристроїв, прямим збільшенням кількості деталей в їх схемах, приблизно на порядок за кожне десятиріччя. В результаті на вказаний строк кількість деталей у найбільш складних на той час приладах (наприклад, у електронно-обчислювальних машинах) сягала вже десятків і навіть сотень тисяч. Так, наприклад, вельми досконала на той час ЕОМ другого покоління типу БЭСМ-6 вимагала для свого розміщення площу в сотню квадратних метрів, вживала кілька десятків кВт електроенергії та коштувала десятки мільйонів грн.

Проте, найсерйознішою проблемою виявилася проблема забезпечення надійності – тобто безвідмовної роботи протягом тривалого часу, що завжди є основною вимогою до будь-якого пристрою чи системи. Кожний елемент або деталь взяті окремо можуть мати високий ступінь надійності. Однак, у їх сукупності надійність системи знижується пропорційно кількості елементів. Нехай, наприклад,

окрема деталь має середній строк безвідмовної роботи в 100 років, тобто середня частота відмов дорівнює 10^{-6} год⁻¹ (рік містить приблизно 10^4 годин).

Але оскільки частота відмов окремих деталей підсумовується, то період безвідмовної роботи пристрою, який складається з кількох сотень тисяч подібних деталей, становитиме лише кілька годин, тобто даний пристрій є практично непрацездатним. Боротьба за підвищення якості та надійності радіодеталей дала певні результати, проте стало очевидним, що колишній екстенсивний шлях розвитку радіоелектроніки є безперспективним.

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

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

Створення інтегральних мікросхем може бути яскравим прикладом того, як поодинокий, і здавалося б, суто спеціальний винахід або вдосконалення здатні привести до радикальних змін у обрисі цілого технічного напрямку та галузі промисловості, викликати великі соціальні наслідки і навіть накласти певний відбиток на розвиток цивілізації.

Поява мікроелектронної технології змінили насамперед обрис самої радіоелектронної промисловості. Кропітка та малокваліфікована праця сотень тисяч складальників-монтажників радіосхем була замінена високопродуктивною та висококваліфікованою роботою небагатьох операторів на технологічних лініях по виготовленню ІМС. Різко скоротилась собівартість складних радіоелектронних пристроїв, їх вага та розміри при одночасному зростанні їх надійності. Все це зробило можливим масове виготовлення та застосування радіоелектронних пристроїв, які

раніше випускались лише як коштовні унікальні вироби, або взагалі були недоступні для виготовлення та придбання.

Прикладом можуть бути персональні ЕОМ, які тепер стали предметом масового виробництва. Заснована на ІМС "інтелектуальна" автоматика широко проникає в промисловість (наприклад, станки з цифровим керуванням, обробляючі центри), підвищуючи продуктивність та змінюючи умови роботи на підприємствах різноманітного профілю. Електронна автоматика входить і в наші оселі у вигляді побутової електро- та радіоапаратури нового покоління (наприклад, пральних машин з програмним керуванням), полегшуючи домашню працю і зберігаючи сили та час для іншої більш інтелектуальної діяльності.

Широке застосування електронно-лічильних машин в науці, виробництві і керуванні незмірно розширює інтелектуальні можливості людини і відкриває нові шляхи для комунікації та обміну інформацією. Передбачити соціальні та культурні наслідки цього процесу дуже важко. Винахід ІМС у багатьох відношеннях нагадує винахід книгодрукування п'ятсот років тому. І те і друге виникло як результат об'єднання окремих розрізнених елементів в певні цілісні блоки. Підготовка до виробництва ІМС подібно до підготовки книги до видання і вимагає великих інтелектуальних зусиль на складання і проектування та матеріальних витрат на технологічну підготовку. Зате вже на стадії виробництва можливе тиражування ідентичних виробів в необмежених кількостях. Більш того, як видання книги, так і виробництво ІМС себе виправдовують та окупаються лише при масовому виробництві та великих серіях.

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

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Перелічіть технологічні етапи виготовлення біполярних pnp-транзисторів за планарною технологією. Поясніть зміст терміну "планарний".
2. Перелічіть технологічні етапи виготовлення МОН-транзистора з вбудованим n-каналом.
3. В чому різниця у технології застосування негативного та позитивного фоторезистивів?
4. Які переваги дає груповий метод виготовлення транзисторів?
5. Дайте визначення інтегральної мікросхеми (ІМС) та поясніть зміст слів "інтегральна" та "мікросхема".
6. Як можна виготовити пасивні елементи ІМС (резистори, ємності, сполучальні провідники) методами планарної технології?
7. Дайте класифікацію сучасних ІМС за ступенем їх інтеграції.

8. Які мінімальні розміри елементів досягнуті у сучасних НВІС?
9. Якими фізичними процесами визначається межа подальшого зменшення розмірів елементів у НВІС?
10. Відомо що деякі елементи ІМС неможливо виготовити методами мікроелектронної технології. Що робити у таких випадках? Наведіть приклади.
11. В чому різниця між товстплівковою та тонкоплівковою технологіями виготовлення ІМС?
12. Що таке гібридна інтегральна мікросхема (ГІМС)?
13. У яких випадках доцільно застосовувати планарну технологію виготовлення ІМС, а коли плівкову та гібридну?
14. Як робиться ізоляція елементів напівпровідникової інтегральної мікросхеми від її підкладки?
15. Чому в ІМС на МОН-транзисторах не виникає проблеми ізоляції транзисторів від підкладки?
16. В чому перевага епітаксіальної технології виготовлення ІМС у порівнянні з методом потрійної дифузії?
17. Чому для виготовлення планарних ІМС на діелектричних підкладках бажано застосовувати сапфір? Які були б важливі переваги, якщо б як підкладку вдалось застосувати алмаз?
18. Які схемотехнічні особливості ІМС обумовлені специфікою інтегральної технології?
19. Які проблеми радіоелектроніки вдалось розв'язати завдяки появі ІМС?
20. Як змінився обрис радіоелектронної промисловості з появою мікроелектронних технологій?

РОЗДІЛ VI НАПІВПРОВІДНИКОВІ ЛОГІЧНІ ЕЛЕМЕНТИ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ

6.1 Класифікація логічних елементів та їх основні характеристики

В наш час логічні елементи (ЛЕ) майже всі виробляються у вигляді інтегральних мікросхем (ІМС) на базі напівпровідникових пристроїв (транзисторів та діодів). Класифікація ЛЕ ведеться в основному за типом активних компонентів, які використовують для їх побудови, та з врахуванням зв'язку між цими компонентами. Розрізняють:

- діодні ЛЕ (ДЛ);
- діодно-транзисторні ЛЕ (ДТЛ);
- транзисторно-транзисторні ЛЕ (ТТЛ);
- емітерно-зв'язані ЛЕ (ЕЗЛ);
- ЛЕ на польових транзисторах (МДНЛ);
- ЛЕ з інжекційним живленням (ІЛ).

Для порівняльної оцінки властивостей ЛЕ вводиться ряд характеристик, основними з яких є: статична характеристика передачі, швидкодія, кількість входів, навантажувальна здатність, завадостійкість та споживана потужність.

Статична характеристика передачі є залежністю $U_{вих} = f(U_{вх})$, де $U_{вх}$ — напруга на одному з входів. На інші входи при знятті цієї характеристики подається постійний рівень, який відповідає або 0 (для елементів АБО, АБО-НЕ), або ж 1 (для елементів І, І-НЕ). Типова форма характеристики для інвертуючого елемента показана на рис. 6.1.

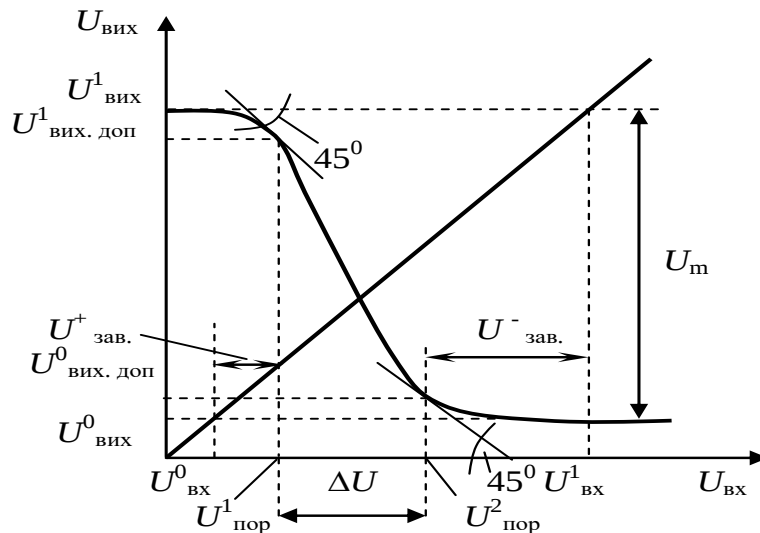


Рис. 6.1. Статична характеристика інвертуючого логічного елемента

Її основні параметри:

- логічні рівні вихідної напруги $U_{вих}^0$ та $U_{вих}^1$, які відповідають 0 та 1; такі ж рівні $U_{вх}^0$ та $U_{вх}^1$ показані й на вході;

- величина логічного перепаду $U_m = U_{вих}^1 - U_{вих}^0$;
- порогові рівні $U_{пор}^1$ та $U_{пор}^2$, які визначаються умовно в тих точках характеристики, де дотична до неї проходить під кутом 45° до горизонту;
- ширина активної області $\Delta U = U_{пор}^2 - U_{пор}^1$;
- середній коефіцієнт передачі (підсилення) в активній області $K_{cp} = U_m / \Delta U$.

Логічні можливості елемента характеризуються логічною функцією, яку він виконує, а також наступними параметрами:

$K_{об}$ — **коефіцієнтом об'єднання по входу**, тобто максимальною кількістю входів, обмеженою в основному кількістю виводів з корпусу МС; як правило буває від 2 до 8;

$K_{розг}$ — **коефіцієнтом розгалуження за виходом**, тобто максимальною кількістю елементів такого ж типу, які можна підключити паралельно до виходу без порушення нормального функціонування даного елемента. В залежності від типу елемента цей параметр, який виражає навантажувальну здатність, може бути від 3 до 100. Збільшення $K_{об}$ та $K_{розг}$ дозволяє зменшити загальну кількість елементів, необхідну для побудови логічної схеми.

Завадостійкість визначається допустимою величиною напруги завади $U_{зав}$, при якій не відбувається помилкового спрацювання елемента (переходу з 0 в 1 або навпаки). Для грубої оцінки завадостійкості застосовують величини $U_{зав}^+ = U_{пор}^1 - U_{вих}^0$ та $U_{зав}^- = U_{вих}^1 - U_{пор}^2$ (рис. 6.1). Допустима динамічна (імпульсна) завада може перевищувати ці значення, і вона може бути тим більша, чим коротший імпульс завади.

Швидкодія ЛЕ — основна його динамічна характеристика. Вона визначається затримкою розповсюдження перепаду напруги через елемент $t_{зр}$, яка вимірюється на рівні половини величини перепаду (рис. 6.2). Як правило $t_{зр}^{01} \neq t_{зр}^{10}$, і швидкодія характеризується середньою затримкою $t_{зр.ср} = (t_{зр}^{01} + t_{зр}^{10}) / 2$. Для різних типів елементів ця величина коливається від частин до сотень наносекунд.

Споживана потужність у статичному режимі P_{cn} залежить від стану елемента 0 або 1, тому що струм, який йде від джерела живлення, може бути різним. При великій кількості елементів у схемі приблизно половина з них опиниться в стані 0, інша половина — в стані 1. Тому доцільно використовувати величину середньої потужності:

$$P_{cn.ср} = (P_{cn}^0 + P_{cn}^1) / 2.$$

У динамічному режимі споживана потужність зростає з підвищенням частоти переключення ЛЕ.

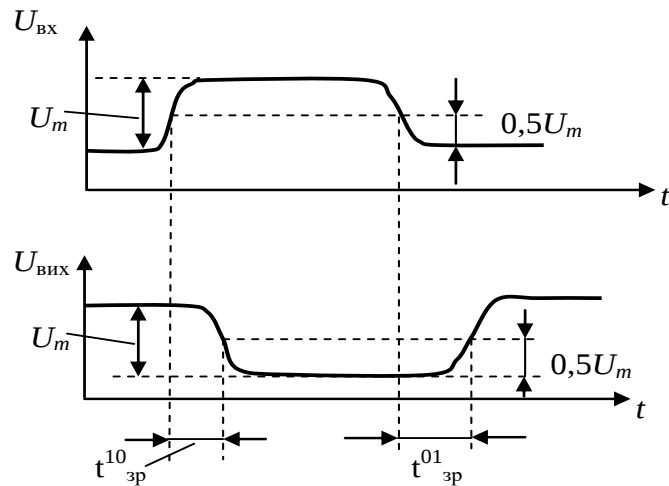


Рис. 6.2 Вимірювання часової затримки логічного елемента

Для узагальненої характеристики елемента часто застосовують величину $A = P_{сн.ср} \cdot t_{зр.ср}$, яку називають **роботою перемикання**. Між $P_{сн.ср}$ та $t_{зр.ср}$ існує тісний взаємозв'язок. Тому перевага віддається таким технологіям виробництва ЛЕ, при яких A зменшується, тобто підвищення швидкодії досягається без збільшення споживаної потужності. Сучасні ЛЕ можуть мати величину A меншу ніж 1 пДж (10^{-12} Дж).

6.2 Діодні логічні елементи (ДЛ)

У основу діодних ЛЕ покладено діодний ключ — найпростішу схему, яка складається з діода VD та резистора R (рис. 6.3).

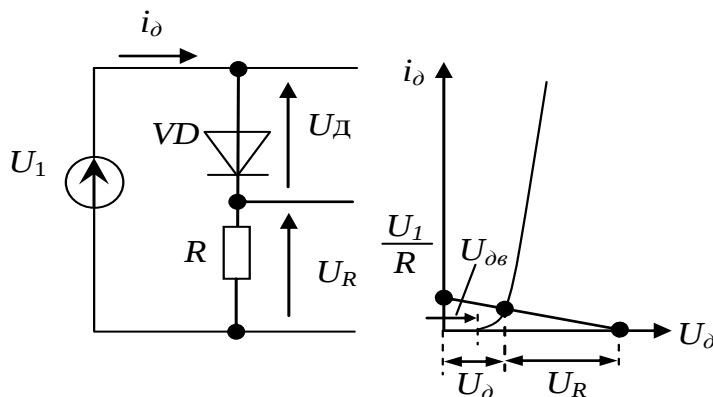


Рис.6.3 Діодний ключ та його статична характеристика

Активний компонент схеми — діод працює в ключовому режимі.

Якщо напруга на вході ключа нижче від порогу відкриття діода: $U_1 < U_{\text{дв}}$, то, як видно з характеристики діода $I_{\text{д}} = f(U_{\text{д}})$, діод замкнений ($I_{\text{д}} = 0$), напруга на резисторі R : $U_R = I_{\text{д}} R = 0$. При $U_1 > U_{\text{дв}}$ діод відкритий, опір діода у відкритому стані $R_{\text{д}}$ малий — (50-100) Ом, і якщо вибрано $R \gg R_{\text{д}}$, то, зневажаючи падінням напруги на діоді $U_{\text{д}}$, напругу U_R можна вважати приблизно рівною U_1 .

Логічний елемент АБО. Схема ЛЕ та рівні вхідної управляючої напруги, які відповідають позитивній логіці, показані на рис. 6.4. При подачі на всі входи 0 ($U_{\text{вх}}^0 < U_{\text{дв}}$) діоди закриті і вихідна напруга $U_{\text{вих}} = 0$ ($y = 0$). Достатньо лише на один з входів подати 1 ($U_{\text{вх}}^1 > U_{\text{дв}}$), щоб відповідний діод відкрився, і напруга на виході $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}^1 - U_{\text{д}}$ приблизно ($U_{\text{д}} \neq 0$) повторила б напругу на вході ($y = 1$). При цьому діоди, на входи яких подається 0, залишаються закритими, тобто вихідна напруга з одного з входів не попадає на інші входи — тим самим ЛЕ забезпечує розв'язку по вхідним колам. Як випливає з розглянутого принципу роботи, елемент виконує операцію **АБО**: $y = x_1 + x_2 + x_3$.

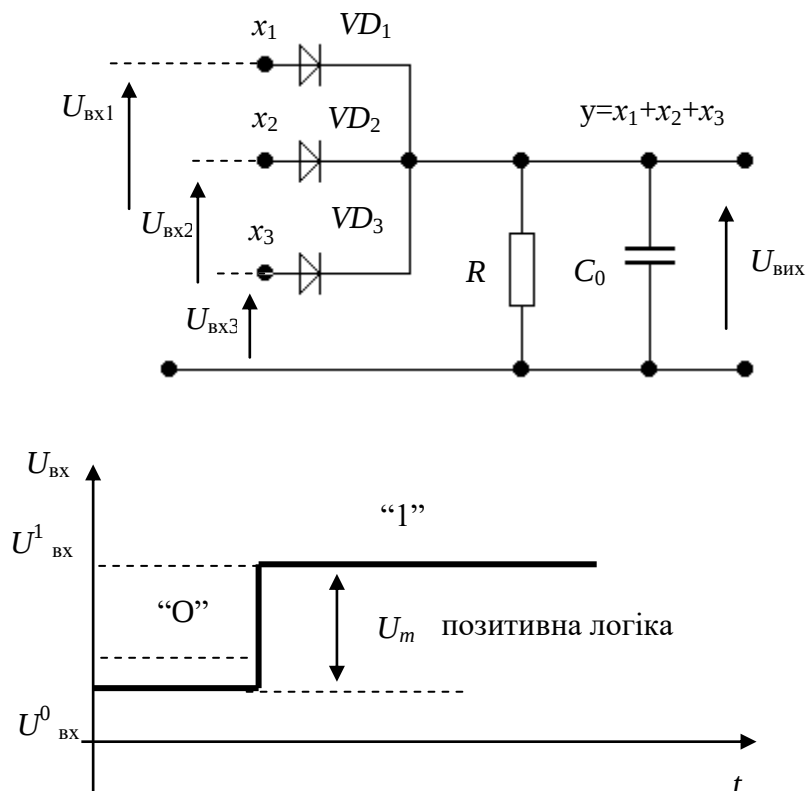


Рис. 6.4 Діодний елемент АБО

Логічний елемент І. Схема ЛЕ приведена на рис. 6.5. В ній на відміну від схеми **АБО** вихідна напруга знімається не з резистора R , а з діодів, які включені паралельно один до одного. Тому, якщо хоча б на один з входів буде поданий 0, відповідний діод під дією ЕРС джерела живлення E опиниться відкритим і напруга на виході $U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}^0 + U_{\text{д}}$ буде мало відрізнятися від $U_{\text{вх}}^0$, тобто на виході — логічний 0 ($y = 0$).

Тільки якщо на всі входи подана 1, діоди закриті, на виході високий рівень E ($y=1$). Відмітимо, що якщо $E > U_{\text{вх}}$, діоди не закриваються, але на вихід через них подається високий потенціал $U_{\text{вх}}$, що не змінює логіки роботи елемента. Він, таким чином, виконує логічну операцію **I**: $y=x_1 \cdot x_2 \cdot x_3$.

Розв'язка по вхідним колам тут забезпечується тим, що вхідний сигнал 1, який діє на одному з входів, закриває відповідний діод, і висока напруга з цього входу не попадає на інші входи. Швидкодія діодних ЛЕ обмежується часом комутації, обумовленим інерційністю діодів, і, головне, процесами устанавлення, зв'язаними із зарядом та розрядом ємності C_0 , яка включає в себе ємність навантаження та паразитні ємності схеми.

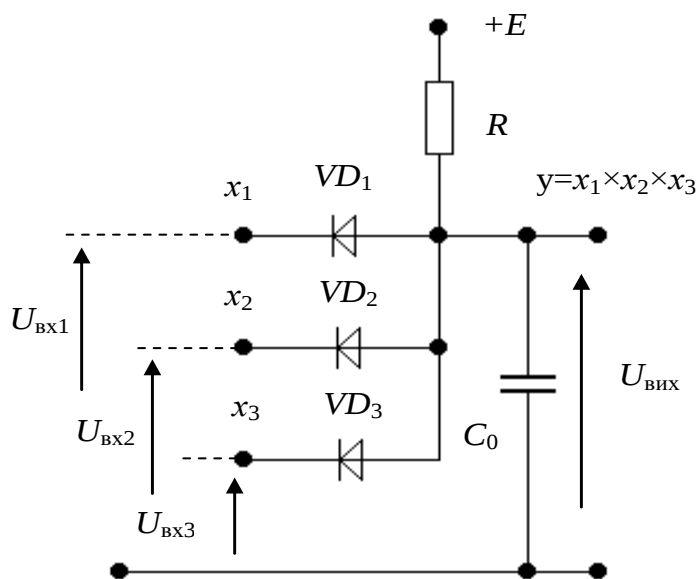


Рис. 6.5 Діодний елемент **I**

Швидкодія зв'язана з кількістю входів елемента та його навантажувальною здатністю ($K_{\text{розг}}$). Збільшення кількості входів (кількості діодів) призводить до зростання загальної вихідної ємності C_0 за рахунок паразитних ємностей закритих діодів і до зниження швидкодії.

Крім того, при цьому зменшується еквівалентне навантаження паралельно включених закритих діодів, яке шунтує вихід і тим самим зменшує величину вихідного перепаду напруги.

Навантажувальна здатність діодних ЛЕ визначається шунтуючою дією наступних елементів на попередній, тим більше що вхідне навантаження елементу приблизно дорівнює опору резистору R . При великій кількості навантажувальних елементів може не виконуватись умова $R \gg R_{\text{д}}$. Практично значення $K_{\text{розг}}$ не перевищує 2–3. З цих причин діодові ЛЕ у чистому вигляді, без підсилювальних транзисторних ключів, застосовуються дуже рідко.

6.3 Діодно-транзисторні логічні елементи (ДТЛ)

У діодно-транзисторних ЛЕ в ролі активних компонентів поряд з діодами використовуються біполярні транзистори в ключовому режимі, при якому транзистор може знаходитися в одному з двох станів — закритий або відкритий та насичений.

Для надійного запирання транзистора, як видно з його характеристик (рис. 6.6), напруга на базі повинна бути менше напруги запирання $E_{\bar{\sigma}0}$, при цьому струм колектора дорівнює тепловому струму $I_{\kappa0}$.

Такий режим можна забезпечити, подаючи до кола бази напругу зміщення від окремого джерела. Щоб не ускладнювати схему, обмежуються режимом умовного запирання, забезпечуючи напругу на базі менше порогового значення $U_{\bar{\sigma}0}$. При цьому струм колектора I_K не перевищує величини $(1 + \beta)I_{\kappa0}$ і ним можна знехтувати.

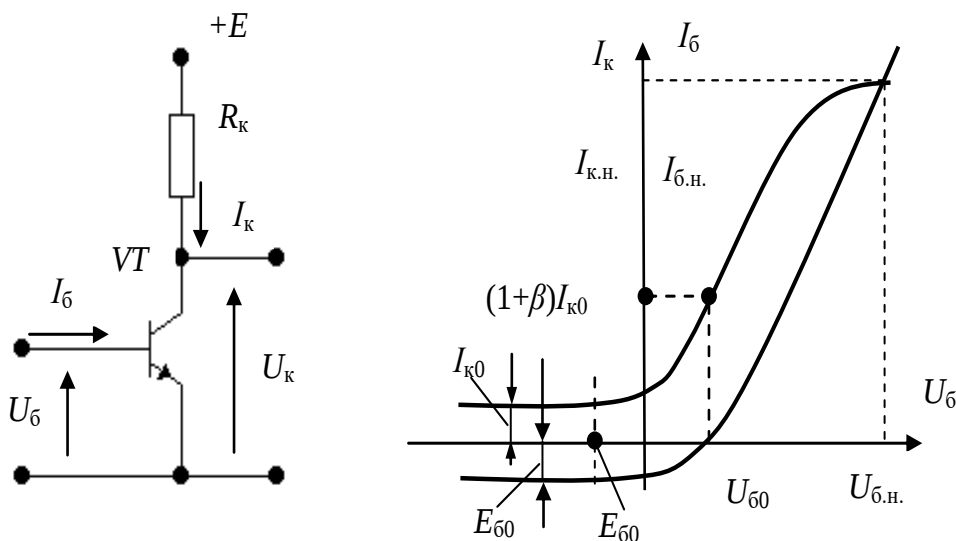


Рис. 6.6 Транзисторний ключ та його характеристики

Для насичення транзистора необхідно створити струм бази, що перевищує струм бази насичення:

$$I_{\bar{\sigma}} > I_{\bar{\sigma}н} = I_{\kappaн} / B,$$

де:

$I_{\kappaн}$ — струм колектора в режимі насичення;

B — коефіцієнт передачі струму бази в режимі великого сигналу.

Залишкова напруга на колекторі в режимі насичення $U_{\kappaн}$ близька до нуля.

Найпростіша схема ДТЛ-елемента на три входи приведена на рис. 6.7,а.

Він виконує операцію **I-НЕ**. Дійсно, діоди $VD_1...VD_3$ разом з резистором R_0 та джерелом E_0 — це елемент **I** (рис. 6.7), VT — інвертор, який виконує операцію **НЕ**, а діоди VD_{3M1}, VD_{3M2} разом з резистором R — коло зв'язку.

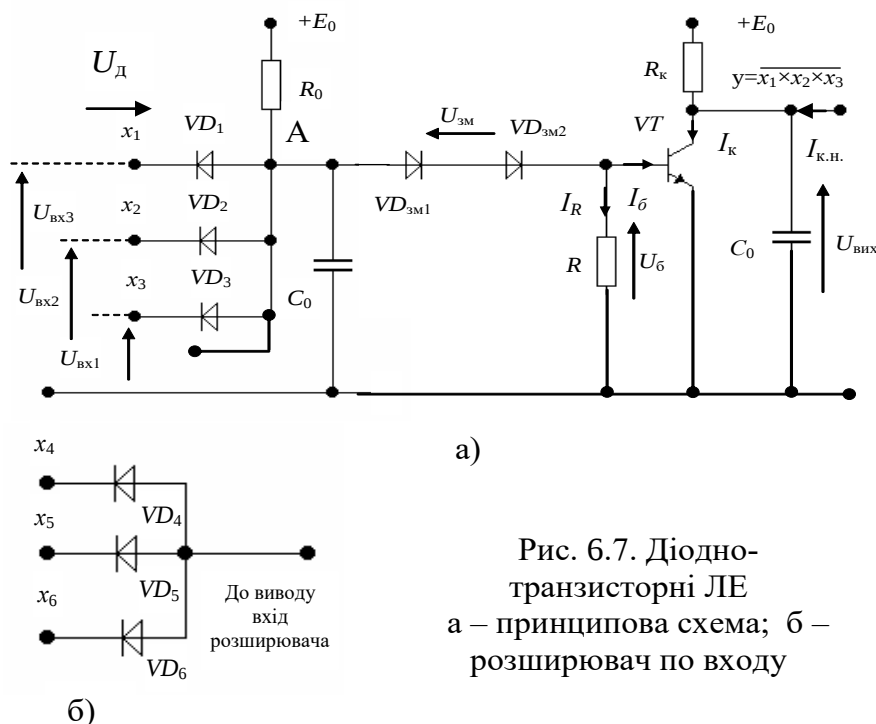


Рис. 6.7. Діодно-транзисторні ЛЕ
а — принципова схема; б — розширювач по входу

Розглянемо роботу елемента більш детально.

Коли хоча б на один вхід подається рівень логічного нуля $U_{вх}^0$, напруга в точці А складає: $U_A = U_{вх}^0 + U_{\partial}$.

Якщо врахувати, що $U_{вх}^0$ — це напруга на колекторі насиченого транзистора $U_{КН}$ аналогічного елемента і вона мала, а напруга на відкритому діоді складає 0,5–0,7 В, то U_A опиняється біля 1 В. Діючи безпосередньо на базу, вона не забезпечила б запирання транзистора VT . Діоди зміщення VD_{3M1} та VD_{3M2} разом з резистором R складають дільник, у якого напруга на плечі R дорівнює $U_R = U_{\partial} = U_A - U_{3M} < U_{\partial o}$. Транзистор VT при цьому стає умовно закритим, $I_K \approx 0$,

і напруга $U_{вих} = U_K \approx E_K$. Це означає, що на виході ЛЕ буде 1, тобто рівень $U_{вих}^1$.

Коли на всі входи буде подана 1 ($x_1 = x_2 = x_3 = 1$), діоди закриються, джерело ЕРС E_0 створить у колі бази струм:

$$I_{\partial} = \frac{E_0 - U_{3M} - U_{\partial н} - U_{\partial о}}{R_0} - \frac{U_{\partial н}}{R},$$

і, якщо цей струм перевищить $I_{бн}$, то транзистор VT буде насичений, напруга $U_{вих} = U_{\kappa} \approx 0$ — на виході ЛЕ буде 0, тобто $U_{вих}^0$.

Слід підкреслити, що струм колектора в режимі насичення не тільки визначається струмом $I_{R\kappa}$, але й залежить від вхідного струму навантаження: $I_{\kappa\kappa} = I_{R\kappa} + I_{вх} K_{розг}$. При постійному струмі бази $I_{б}$ збільшення навантаження може вивести транзистор з насичення, збільшиться $U_{вих}$ — порушиться умова нормального функціонування ЛЕ. Для підвищення навантажувальної здатності (збільшення $K_{розг}$) замість транзисторного ключа встановлюється складний інвертор. Аналогічний складний інвертор застосовується і в транзисторно-транзисторних елементах.

Отже, якщо хоча б на одному вході розглянутого елемента діє 0, на виході буде 1, і тільки коли на всіх входах — 1, на виході встановлюється 0. Інакше кажучи, цей елемент реалізує функцію **I-НЕ**, тобто $Y = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3}$.

Для збільшення кількості входів елемента в мікросхемі роблять вивід "Вхід розширювача", до якого можна підключити діодну збірку (рис. 7.7,б), тобто здійснити "Розширення по I", тоді $Y = \overline{x_1 \cdot x_2 \cdot x_3 \cdot x_4 \cdot x_5 \cdot x_6}$.

Швидкодія елемента обмежується інерційністю транзистора (часом накопичення заряду в базі до граничного значення при включенні транзистора і часом виведення заряду з бази при виключенні), а також процесами встановлення, зв'язаними із зарядом та розрядом паразитних ємностей та ємності навантаження. Заряд ємності C_0 при запертому VT ($y=1$) відбувається через резистор R_{κ} , а розряд ($y=0$) — через малий опір відкритого транзистора.

6.4 Транзисторно-транзисторні логічні елементи (ТТЛ)

Транзисторно-транзисторні логічні елементи виготовляються тільки з так званим складним інвертором. Мета його застосування полягає в тому, щоб зробити вихідний опір елемента $R_{вих}$ малим не тільки в стані 0 (як у простому інверторі), але і в стані 1.

Один з варіантів схеми ТТЛ-елемента приведено на рис. 6.8.

На вході схеми встановлений багатоемітерний транзистор VT_б, розроблений спеціально для такого застосування. Кількість емітерів цього транзистора визначає кількість входів логічного елемента. Транзистори VT₁, VT₂, VT₃ та діод зміщення VD_{зм} утворюють складний інвертор.

Якщо емітерні переходи VT_б розглядати як діоди, а колекторний перехід — як діод зміщення, то разом з транзистором VT₁ ця частина схеми стає аналогічною схемі ДТЛ-елемента, тобто забезпечує виконання логічної операції **I-НЕ**. Однак спільна база, що об'єднує емітерні та колекторні переходи VT_б, а також транзистори VT₂ та VT₃ створюють особливості в роботі схеми.

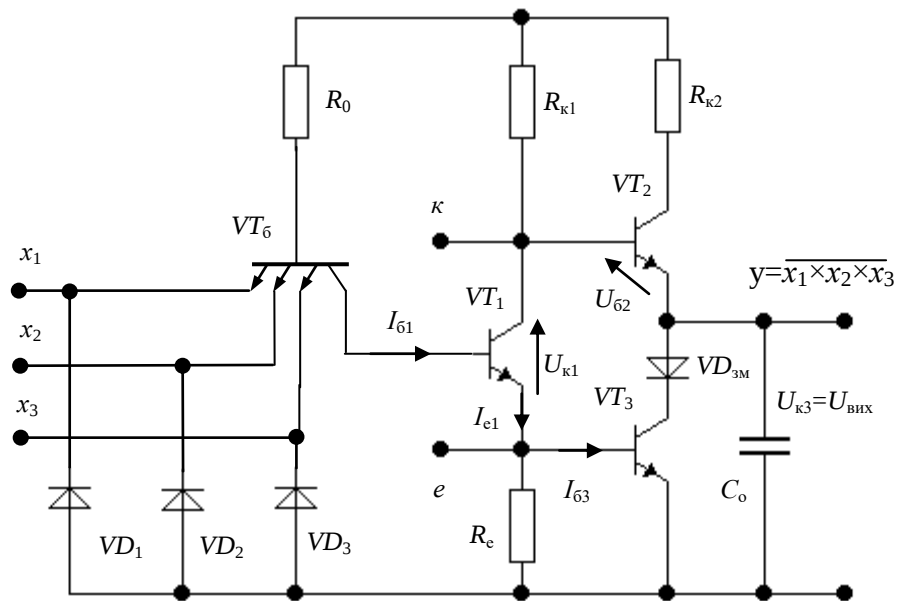


Рис. 6.8 Транзисторно-транзисторний ЛЕ зі складним інвертором

Розглянемо роботу елемента з врахуванням цих особливостей, маючи на увазі дію сигналів у позитивній логіці. Коли на всі входи транзистора VT_6 подана 1 (високий рівень напруги $U_{вх}^1$), емітерні переходи закриті, а колекторний перехід відкритий, то багатоемітерний транзистор працює в активному інверсному режимі: роль емітера виконує колектор, а емітери виступають в якості колекторів. Струм бази транзистора VT_1 визначається колекторним струмом інверсно включеного транзистора VT_6 :

$$I_{б1} = -I_{кб} = I_{Ro} + \sum_{i=1}^3 I_{вxi}.$$

Коефіцієнт передачі струму бази VT_6 в інверсному режимі $\beta_{инв}$ малий. Вхідні струми ("ті що входять в схему") $I_{вх} = \beta_{инв} \cdot I_{Ro}$ малі, ними можна знехтувати і, якщо $I_{б1} \approx I_{Ro} > I_{бн1}$, транзистор VT_1 буде насичений. Струм бази транзистора VT_3 $I_{б3} \approx I_{е1} \gg I_{бн3}$ і, значить, VT_3 теж насичений. Транзистор VT_2 при цьому буде закритим. Це забезпечується завдяки діоду зміщення $VD_{зм}$. Дійсно, як видно з схеми, в розглянутому випадку $U_{б2} = U_{кн1} + U_{бн3} - U_{кн3} - U_{зм}$. Вважаючи напруги на колекторах насичених транзисторів рівними: $U_{кн1} = U_{кн3}$, не важко побачити, що умова запирання VT_2 $U_{б2} \cong U_{бн3} - U_{зм} < U_{бо2}$ може бути забезпечена тільки за рахунок

напруги $U_{зм}$ на діоді $VD_{зм}$.

Напруга на виході ЛЕ при $x_1=x_2=x_3=1$ $U_{вих}=U_{кнЗ}$ — мала, відповідає $U_{вих}^0$, тобто $y=0$.

Якщо на один або декілька входів подано 0 — низький рівень напруги $U_{вх}^0$, то відповідні емітерні переходи VT_6 будуть відкриті. Багатоемітерний транзистор опиниться в режимі прямого включення — струм бази $I_{бм}$ та струм колектора $I_{км}$ протікають у бік відкритих переходів (вхідні струми змінюють напрямок — "виходять з схеми"). Струм колектора VT_6 обмежений малим тепловим струмом бази транзистора VT_1 . Тому при заданому струмі $I_{бм} = I_{Ro} \approx E_k / R_o$ багатоемітерний транзистор глибоко насичений, напруга на його колекторі відносно корпусу мала: $U_k = U_{кбн} + U_{вх}^0 < U_{б01} + U_{б03}$, транзистори VT_1 та VT_3 закриті. Високий потенціал колектора VT_1 відносно корпусу забезпечить відпирання VT_2 . У колі емітера VT_2 включений великий опір запертого транзистора VT_3 , тобто транзистор VT_2 працює в режимі емітерного повторювача (опір резистора $R_{к2}$ малий і лише обмежує кидки струму колектора при відпиранні транзистора). Коефіцієнт передачі емітерного повторювача близький до 1. Тому напруга на виході приблизно повторює високий рівень напруги на колекторі VT_1 : $U_{вих} = U_{вих}^1$, тобто $y=1$.

Швидкодія елементу обмежується інерційністю транзисторів та процесами заряду та розряду ємності навантаження та паразитних ємностей. Прискоренню процесу виведення зарядів бази при запиранні транзисторів VT_1 та VT_3 сприяє струм колектора багатоемітерного транзистора. Заряд та розряд ємностей навантаження в ТТЛ — елементі здійснюються через малий вихідний опір складного інвертора як у стані 1, так і в стані 0. У першому випадку воно визначається малим вихідним опором емітерного повторювача, в другому — малим опором відкритого транзистора VT_3 .

У різних серіях ІМС швидкодія ТТЛ-елементів характеризується величиною $t_{зр.ср}$ від 10 до 50 нс. Складний інвертор забезпечує також високу навантажувальну здатність. Звичайно гарантується $K_{розг}=10$.

Розширення по АБО. Для розширення логічних можливостей елемента в деяких типах мікросхем (МС) з корпусу роблять додаткові виводи колектора (К) та емітера (Е) транзистора VT_1 (рис. 6.9). Наявність цих виводів дозволяє підключити до МС "Розширювач по АБО", схема якого показана на рис. 6.9.

Стан транзистора VT'_1 розширювача визначається комбінацією вхідних змінних x'_1, x'_2, x'_3 . Наявність у складному інверторі двох паралельно включених транзисторів VT_1 та VT'_1 забезпечить низький рівень вихідної напруги $U_{вих}^0$, якщо буде відкритий хоча б один з транзисторів — VT_1 або VT'_1 , а для цього необхідно, щоб $x_1=x_2=x_3=1$ або $x'_1=x'_2=x'_3=1$. Тільки у випадку, коли обидва ці транзистори заперті ($x_i=0$ та $x'_i=0$), на виході інвертора з'явиться високий рівень напруги $U_{вих}^1$.

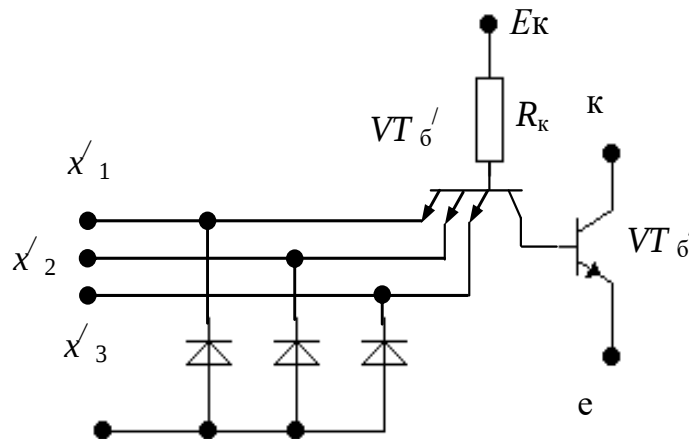


Рис. 6.9 Розширювач по АБО для ТТЛ-елемента

Таким чином, ЛЕ з розглянутим розширювачем буде виконувати логічну операцію **I-АБО-НЕ**.

ТТЛ - елементи на транзисторах Шотткі

Особливість транзистора Шотткі полягає, як відомо, в тому, що при роботі його в ключовому режимі обмеження колекторного струму зверху відбувається без заходу до області насичення, тобто без відмикання колекторного переходу. Тому виключається необхідність приймати будь-які додаткові заходи для прискорення виводу надлишкового заряду з бази при виключенні транзистора, тому що такий заряд не створюється.

Застосування транзисторів Шотткі в ТТЛ-елементах дозволяє підвищити їх швидкодію без збільшення споживаної потужності або знизити споживану потужність збільшенням опору всіх резисторів без зниження швидкодії. Такі ЛЕ називають ТТЛШ-елементами.

Принципова схема одного з варіантів ТТЛШ-елементів зображена на рис. 6.10. За своєю будовою і загальним принципом роботи вона не відрізняється від схеми на рис. 6.8. Особливість полягає в тому, що роль зміщуючого діода виконує тут емітерний перехід транзистора VT_4 .

Крім того, пара VT_2 - VT_4 створює так званий складений транзистор (схема Дарлінгтона). Величина його коефіцієнта передачі струму бази близька до добутку коефіцієнтів передачі $B_2 \cdot B_4$ транзисторів VT_2 та VT_4 . Це призводить до зменшення вихідного опору емітерного повторювача при закритому VT_3 і, як наслідок, до прискорення процесу заряду ємності навантаження при переході елемента з стану 0 до стану 1. В ТТЛШ-елементах вдається реалізувати величину затримки $t_{зр.ср}$ біля 5 нс.



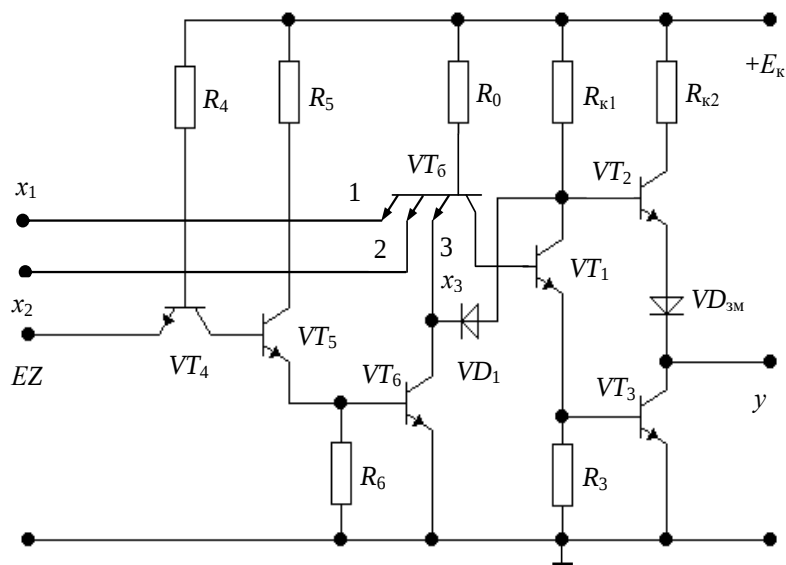
Розглянуті ЛЕ, як відомо, в залежності від комбінації вхідних сигналів можуть знаходитися в одному з двох станів — 0 або 1. В кожному з цих станів на виході елемента встановлюється відповідний рівень напруги — $U_{вих}^0$ або $U_{вих}^1$, і елемент має певним вихідний опір. У стані 0 вихідний опір малий відносно загальної шини (відкритий та насичений транзистор). У стані 1 — відносно шини живлення (вихідний опір емітерного повторювача). Такі властивості елементів виключають можливість об'єднання їх виходів для роботи на спільне навантаження.

Існують мікросхеми різного функціонального призначення, вироблені на основі різних технологій, здатні при подачі відповідного керуючого сигналу приймати третій стан, при якому вихідний опір стає дуже значним як відносно загальної шини, так і відносно шини живлення. Такий стан рівнозначний відключенню елемента від навантаження і отримав назву **високоімпедансного**.

При почерговий дії таких пристроїв їх виходи можна з'єднати між собою та підключити до спільного навантаження, зокрема з'єднувати їх з загальними магістральними шинами.

Спрощена принципова схема елемента **I-НЕ** з трьома вихідними станами приведена на рис. 6.11,а.

Основна її відміна від схеми базового елемента (рис. 6.8) полягає в наявності діоду VD₁, що забезпечує односторонній зв'язок одного з емітерів транзистора VT₆ (третього) з базою транзистора VT₂.



а)

x_1	x_2	EZ	y
0	0	0	1
0	1	0	1
1	0	0	1
1	1	0	0
x	x	1	Z

б)

Рис. 6.11 ТТЛ – елемент із трьома станами: а) принципова схема; б) таблиця станів

Якщо $x_3=1$, тобто немає шляху для струму через цей емітер і через діод VD_1 , стан елемента визначається сигналами x_1 та x_2 , і він виконує властиву йому функцію $Y = x_1 \cdot x_2$. Якщо ж $x_3=0$, тобто в цій точці низький потенціал, то за принципом роботи елемента **I-НЕ** транзистор VT_3 закривається, і на виході повинен бути стан 1. Але при цьому сигнал 0 через діод VD_1 закриває транзистор VT_2 . Таким чином, вихід елемента стає відключеним як від загальної шини, так і від шини живлення. Встановлюється високоімпедансний стан Z.

При $x_3=0$ сумарний струм третього емітера та діоду VD_1 достатньо великий. Щоб не навантажувати ним джерело керуючого сигналу, цей сигнал EZ подається через особливий інвертор на транзисторах VT_4 , VT_5 , VT_6 . Якщо $EZ=0$, VT_4 глибоко насичений, VT_5 та VT_6 закриті, це означає $x_3=1$. При $EZ=1$ VT_4 закривається, а VT_5 та VT_6 відкриваються і заходять у насичення. Струм емітера та діода VD_1 протікає через насичений транзистор VT_6 . Елемент переходить до третього стану.

Особливості реальних схем ТТЛ-елементів

ТТЛ-елементи мають достатньо високу швидкодію, особливо це стосується ТТЛШ-елементів. Напруги та струми роблять різкі стрибки, причому струми на входах під час стрибків навіть змінюють напрямок. Внаслідок цього на коливальних контурах, створених паразитними ємностями та індуктивностями, виникають

затухаючі коливання, які часто називають дзвоном.

Особливо небезпечні коливання напруг на входах. Наприклад, після позитивного перепаду, який замикає емітерний перехід транзистора VT_6 , негативний напівперіод коливання може призвести до відмикання переходу і помилкового спрацьовування елемента. Для усунення цього ефекту входи з'єднуються з корпусом через антидзвоні діоди із зворотним включенням, які шунтують їх для негативної напруги і тим самим демпфують коливання.

У серіях ТТЛ-елементів, які випускаються в наш час, в колі емітера транзистора VT_1 замість резистора R_e (рис. 6.8) ставиться резисторно-транзисторне коло VT_5 - R_3 - R_4 (рис. 7.11). Це зроблено для покращання форми статичної характеристики передачі. Справа в тому, що при схемі на рис. 6.8 характеристика передачі відрізняється від зображеної на рис. 6.1. Ще до досягнення вхідною напругою порогового рівня $U_{пор}^1$ має місце достатньо різке падіння вихідної напруги $U_{вих}$ на ділянці AB (рис. 6.12).

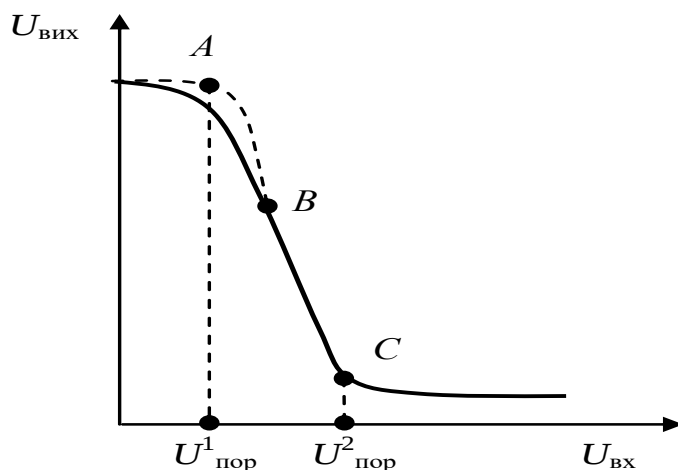


Рис. 6.12 Характеристика передачі елемента ТТЛ

Воно пояснюється тим, що, коли відкривається транзистор VT_1 і через нього починають протікати колекторний та емітерний струми (при $U_{вх}=0,6-0,65$ В), підвищення $U_{вх}$ призводить до падіння напруги на колекторі VT_1 . Це зниження рівня напруги передається через емітерний повторювач на транзисторі VT_2 на вихід (ділянка AB). У той же час транзистор VT_3 ще закритий, тому що напруга на R_e за рахунок протікання через нього емітерного струму VT_1 недостатня для відкривання VT_3 .

При $U_{вх}$ біля 1,4 В напруга на базі VT_3 досягає рівня відкривання, коефіцієнт передачі (підсилення) значно зростає, і на ділянці BC характеристика спадає крутіше.

У схемі на рис. 6.11 емітерний та колекторний струми транзистора VT_1 не можуть з'явитися раніше, ніж відкриється транзистор VT_5 . А він відкривається приблизно при тій же вхідній напрузі, що і VT_3 . Тому похилої ділянки AB немає (пунктир на рис. 6.12). Така поліпшена характеристика забезпечує більш високу

завадостійкість елемента. Дійсно, тепер при $U_{ex} < U_{nor}^1$ напруга позитивної завади на вихід не передається.

При практичному застосуванні МС деякі входи елемента можуть стати не потрібними для даної логічної схеми. За принципом роботи елемента **I-НЕ** на ці входи повинен бути поданий постійний сигнал 1. Це можна зробити різними способами: з'єднати надлишковий вхід з одним з використаних, подати на цей вхід напругу від джерела живлення (як правило +5В) через резистор 2-3 кОм або залишити його вільним, не підключеним ні до якого кола. Віддається перевага з'єднанням з джерелом живлення. При цьому не збільшується вхідний струм і знижується рівень завади, яка обумовлена наведенням від зовнішніх електромагнітних полів. ТТЛ-елементи перекривають широкий діапазон значень показників швидкодії та енергоспоживання. При цьому чим вище припущена робоча частота, тим більше і споживана від джерела потужність. Елементи серій К134 та К158 найекономніші, але вони призначені для застосування при тактовій частоті лише до 3 МГц. Швидкодіючі елементи серії 130 або К131 можуть працювати при частотах до 30 МГц, але споживають значно більшу потужність.

ТТЛШ-елементи, які мають підвищену швидкодію, з успіхом витискують ТТЛ-елементи. При тому ж або навіть меншому енергоспоживанні вони можуть застосовуватися в цифрових вузлах з тактовою частотою до 50 МГц (серії 531, 1531).

Всі ТТЛ-елементи мають порівняно високу завадостійкість; припустимо напругу статичної завади до 0,5В.

6.5 Емітерно-зв'язані логічні елементи (ЕЗЛ)

Спрощена схема та принцип дії ЕЗЛ-елементів

ЕЗЛ-елементи будуються на основі транзисторного перемикача струму. Тому такі елементи іноді називаються ПСТЛ-елементами (транзисторна логіка на перемикачі струму). Схема перемикача струму (рис. 6.13 а) включає в себе два транзистори VT_1 та VT_2 з резисторами R_{K1} та R_{K2} , які виконують роль колекторних навантажень. Емітери транзисторів з'єднані між собою, і до їх кола включений резистор R_e , що забезпечує глибокий негативний зворотній зв'язок по струму.

Звичайно схема виконується симетричною ($R_{K1}=R_{K2}$) і транзистори мають, по можливості однакові параметри.

Але в даному випадку ця схема працює в ключовому режимі, коли приблизно однаковий струм протікає або через транзистор VT_1 (VT_2 закритий), або через транзистор VT_2 (VT_1 закритий). Розглянемо роботу перемикача струму більш докладно.

Якщо до баз транзисторів подати вхідні напруги U_{ex1} та U_{ex2} , а навантаження підключити між колекторами, то це буде так званий диференціальний підсилювач. Знак

та величина напруги на навантаженні залежить від знаку та величини різниці $U_{ex1} - U_{ex2}$. Подібна схема застосовується, наприклад, на вході операційних підсилювачів.

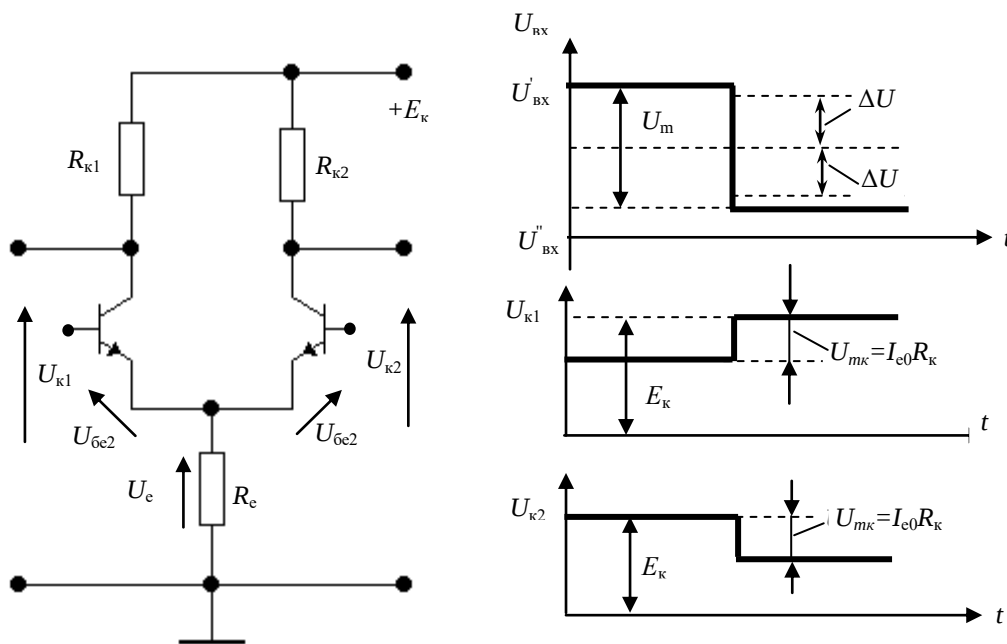


Рис. 6.13 Транзисторний перемикач струму:
а – спрощена принципова схема; б – часові діаграми

Транзистор VT₁ називається керуючим, до його бази подається вхідна керуюча напруга U_{ex} . Транзистор VT₂ – опорний, на його базі дії постійна опорна напруга U_{on} .

При $U_{ex} = U_{on}$ емітерні струми транзисторів I_{e1} , I_{e2} будуть однаковими і дорівнювати половині сумарного струму I_{e0} , який протікає через резистор R_e : $I_{e1} = I_{e2} = I_{e0} / 2$. Будуть однаковими і напруги на колекторах $U_{к1}$ та $U_{к2}$. Але за законом Ома $I_{e1} = (U_{ex} - U_{е1}) / R_e$; $I_{e2} = (U_{ex} - U_{е2}) / R_e$ і, таким чином рівність $I_{e1} = I_{e2}$ можлива тільки, поки $U_{ex} = U_{on}$.

Якщо U_{ex} буде зростати, напруга на емітері, повторюючи U_{ex} , збільшиться. При постійному потенціалі бази VT₂, що дорівнює U_{on} , це призведе до зменшення напруги $U_{е2}$ на емітерному переході і до зменшення струму колектора $I_{к2}$. Струм I_{e0} буде розподілятися між транзисторами вже не порівну – оскільки більша його частина потече тепер через VT₁. Коли завдяки збільшенню U_{ex} напруга U_e перевищить U_{on} , то на переході $U_{е2}$ вона стане менше порогової $U_{е02}$, тоді VT₂ закрийся, весь струм I_{e0} буде протікати через VT₁, а напруга $U_{к2}$ буде дорівнювати E_k . Навпаки, зменшення U_{ex} відносно U_{on} призведе до зменшення $U_{е1}$ (напруга U_e повторює найбільший потенціал на базах транзисторів) і, як наслідок, до зниження колекторного струму $I_{к1}$ першого транзистора. Більша частина струму I_{e0} буде протікати тепер через VT₂. При $U_{е1} < U_{е01}$ транзистор VT₁ закрийся, і весь струм I_{e0} буде протікати через транзистор VT₂,

$$U_{к1}=E_{к}.$$

Подальше зменшення $U_{вх}$ вже ніяк не впливає на струми транзисторів.

Для переключення струму з одного транзистора на інший потрібне дуже мале відхилення ΔU напруги $U_{вх}$ від значення $U_{он}$ — десяті долі вольта. Перепад управляючої напруги $U_m \geq 2\Delta U$, який забезпечує переключення струмів, не перевищує 1В. Зауважимо, що значне перевищення цієї напругою верхнього порогу недопустиме, бо воно може призвести до насичення транзистора VT₁.

Величина перепаду напруги на колекторах $U_{тк} = \alpha I_{eo} R_{к} \approx I_{eo} R_{к}$. Вона повинна перевищувати $U_m = 2\Delta U$, що забезпечить управління наступним елементом за допомогою вихідної напруги попереднього при їх послідовному з'єднанні. Ця умова виконується вибором опору резисторів R_{к1}, R_{к2}.

Часові діаграми, що ілюструють рівні вхідної та вихідної напруг перемикача струму, приведені на рис. 7.13,б. Верхній рівень вхідної напруги приймається за 1, нижній — за 0.

У найбільш технологічно досконалих ЕЗЛ-елементах, наприклад 1500-й серії, вдається досягти затримки розповсюдження перепаду $t_{зр}$ менше 1 нс. Однак малий логічний перепад знижує завадостійкість елемента, а значний струм I_{eo} , який безперервно протікає в елементі незалежно від його стану, обумовлює високе енергоспоживання, що є суттєвим недоліком таких ЛЕ.

Особливості реальних схем ЕЗЛ-елементів

Принципова схема одного з варіантів реального базового ЕЗЛ-елементу приведена на рис. 6.14.

Заземлення позитивного полюса джерела колекторного живлення не вносить принципових змін у роботу елемента. Змінюється лише рівень відліку потенціалів. Логічні рівні напруг $U_{к1}$ та $U_{к2}$, що відповідають закритим станам транзисторів VT₁ та VT₂ стають при такому включенні живлення близькими до 0, і нестабільність напруги живлення мало відбивається на величині цих рівнів.

Опорна напруга $U_{он}$ на базі транзистора VT₂ подається з емітерного повторювача (обведений пунктиром), вбудованого в мікросхему (МС), причому він може обслуговувати не один, а декілька елементів, які містяться в цій МС.

Діоди VD₁, VD₂ у базовому дільнику емітерного повторювача забезпечують термостабілізацію опорної напруги. Збільшення температури призводить до зменшення напруги на діодах, при цьому знижується потенціал бази VT₅, що забезпечує стабілізацію його колекторного струму, який зростає з підвищенням температури.

У схемі, як емітерне навантаження перемикача струму застосований струмостабілізуючий двополюсник у вигляді транзистора VT₆, охопленого глибоким негативним зворотнім зв'язком по струму за рахунок резистора R_с. До бази VT₆ подається постійна напруга з дільника R₆-R₇. Невеликий опір двополюсника

постійному струму забезпечує достатньо велике значення струму I_{e0} . В той же час двополюсник має дуже великий диференційний опір. Тому необхідна для управління транзисторами VT_1 та VT_2 зміна напруги U_e , обумовлена дуже малими приростами струму I_{e0} .

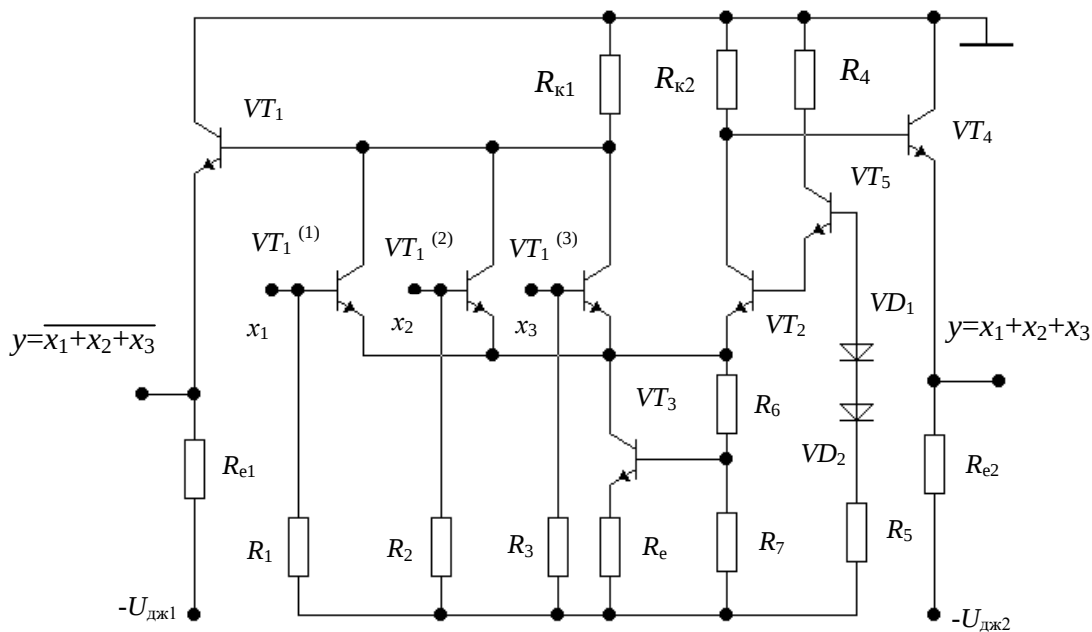


Рис. 6.14 Принципова схема реального базового ЕЗЛ-елемента

У вхідних колах управляючих транзисторів $VT_1(i)$ встановлені резистори R_1 , R_2 , R_3 , які дозволяють залишати вільними невикористовані входи. Опір цих резисторів порядку 50 кОм, а неприєднаний вхід еквівалентний подачі на нього логічного нуля. Резистори в вихідних емітерних повторювачах напруг VT_3 , VT_4 всередині МС не встановлюються — схема з вільними емітерами. Можливість підключення резисторів R_{e1} , R_{e2} поза МС знижує потужність розсіювання усередині МС і зменшує її розігрів. До невикористаних виходів МС зовнішні резистори не підключаються, що дозволяє знизити енергоспоживання.

Для отримання максимальної швидкодії до вільних емітерів підключаються резистори R_{e1} та R_{e2} з опором 50 Ом та друге джерело живлення $U_{дж2}$ із зниженою напругою, що зменшує споживану потужність. При цьому вихідні сигнали можуть подаватись безпосередньо до кабелю з хвильовим опором 50 Ом.

При послідовному з'єднанні однотипних елементів на виході можна ставити резистори з великим опором, підключаючи їх до спільного джерела живлення $U_{дж1}$.

Вільні емітери розширюють логічні можливості елементів. Вони дозволяють об'єднувати одноіменні (прямі або інверсні) виходи декількох елементів та підключати їх до спільного резистора R_e .

Поєднання ЕЗЛ-елементів з ТТЛ-елементами

Один з недоліків ЕЗЛ-елементів полягає в тому, що вони мають дуже малий, менше 1 В, перепад між рівнями вихідної напруги, які відповідають станам 0 та 1. Це особливо незручно при роботі цифрових вузлів або пристроїв на кінцеві виконавчі елементи у вигляді світлових індикаторів, обмоток реле і т.д. Більш для цього підходять, як вже говорилося, ТТЛ-елементи, в тому числі з відкритим колектором. Тому МС, які містять логічні схеми на ЕЗЛ-елементах, мають на виходах перехідні узгоджувальні елементи для перетворення рівнів сигналу з метою підключення до них ТТЛ-елементів.

Як приклад на рис. 6.15 приведена спрощена схема двохвходового елемента **АБО-НЕ**, у якого входні рівні ЕЗЛ, а вихідні – ТТЛ. Він складається з двохвходового ЕЗЛ-елемента на транзисторах $VT_1^{(1)}$, $VT_1^{(2)}$, VT_2 , з негативним джерелом живлення $-U_{дж}$ та ключа на транзисторі VT_3 з позитивним джерелом живлення $+E_k$. Відмінність

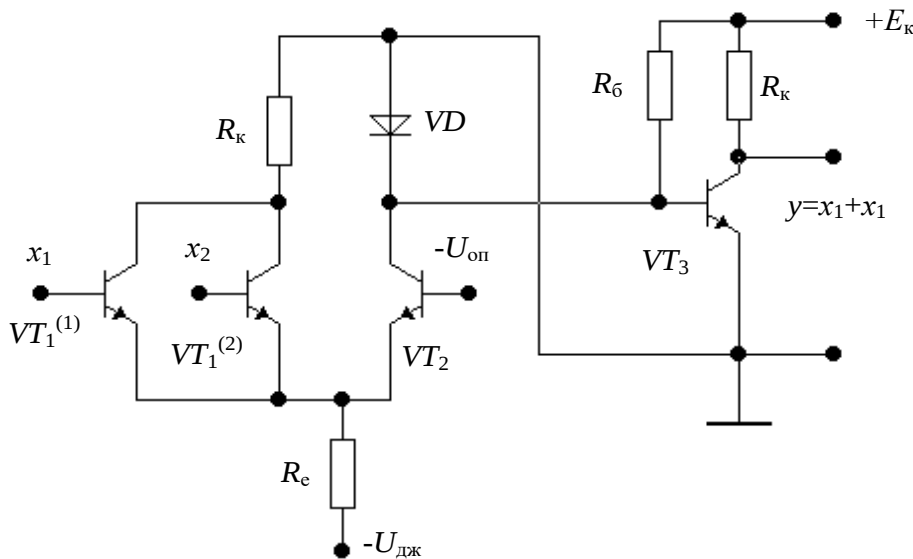


Рис. 6.15 Елемент узгодження ЕЗЛ-ТТЛ

вхідної частини від звичайної схеми в тому, що транзистор VT_2 має колекторне навантаження у вигляді діода VD.

Коли транзистор VT_2 відкритий ($x_1=x_2=0$), на його колекторі невелика негативна напруга, що падає на відкритому діоді, і вона закриває транзистор VT_3 . На виході – високий потенціал, тобто в системі ТТЛ $y=1$. При закритому транзисторі VT_2 (на одному або обох входах – сигнал 1) струм від джерела E_k може протікати тільки через резистор R_6 і до бази транзистора VT_3 , який стає насиченим (так вибране співвідношення R_6 та R_k), і тому $y=0$. Таким чином перетворювач виконує логічну

операцію **АБО-НЕ**: $y = \overline{x_1 + x_2}$. При цьому, як було показано, на входи подаються логічні рівні напруг, властиві ЕЗЛ-елементам, а на виході отримуються рівні напруг,

характерні для ТТЛ-елементів.

6.6 Логічні елементи на польових транзисторах

Логічні елементи на *n*-канальних МДН-транзисторах

В основу ЛЕ покладений транзисторний ключ із загальним витоком та нелінійним навантаженням (рис. 6.16 а). Транзистор VT_1 є комутуючим. Транзистор VT_2 — навантажувальний, його затвор з'єднаний з стоком, і він таким чином перетворюється на двополюсник з нелінійною вольт-амперною характеристикою. Коли напруга на вході ключа менше порогового значення U_{zo} , як видно з вхідної характеристики (рис. 6.16 б), комутуючий транзистор запертий. Струм стоків через транзистори визначається лише тепловими струмами, при чому транзистор VT_2 знаходиться на межі відкриття. Це пояснюється тим, що транзистор VT_2 не може бути ні відкритим, тому що шлях для струму істока перекриває закритий транзистор VT_1 , ні закритим, тому що тоді напруга на ньому перевищила б значення U_{zo} , і він повинен був би відкритися. Тому падіння напруги на ньому $U_n = U_{зб} \approx U_{zo}$, тобто він на межі відкриття, і на виході ключа $U_{вих} = U_{дж} - U_{zo}$. У практичних схемах $U_{дж} = 9$

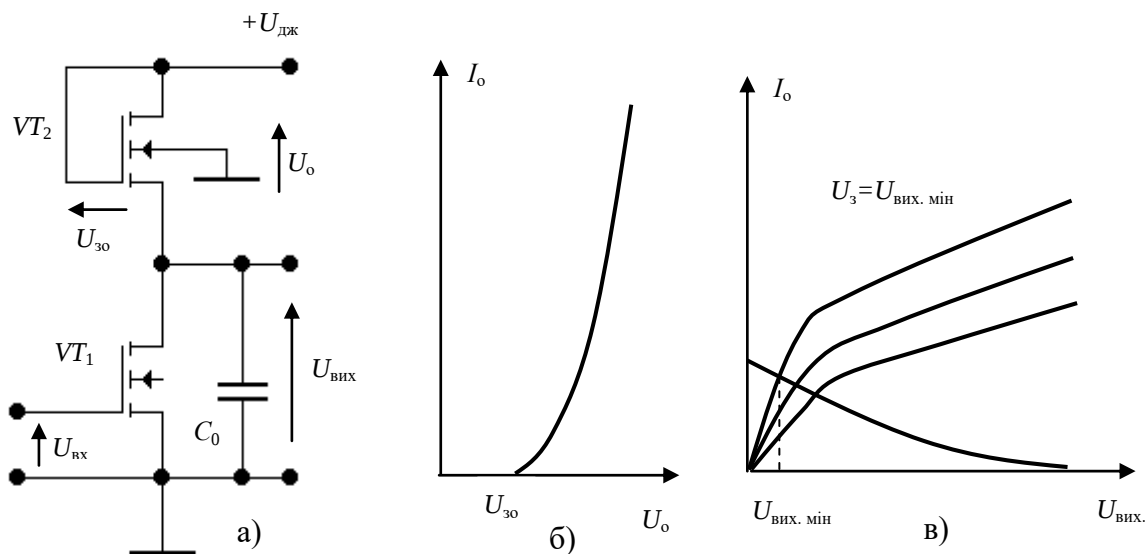


Рис. 6.16 Ключ на МДН-транзисторах з нелінійним навантаженням
а – принципова схема; б – вхідна характеристика;
в – вихідні характеристики

В, а U_{zo} має значення 1,5–2,0 В. Якщо на вхід подати напругу $U_{вх.мах}$, достатню для переходу VT_1 в круту (тріодну) область вихідних характеристик (рис. 6.16 в), то його опір буде менше опору навантажувального двополюсника і можна отримати $U_{вих.мін} < U_{zo}$.

Відзначимо, що для забезпечення потрібного відношення опорів канал транзистора VT_2 робиться більш вузьким, ніж у транзистора VT_1 . Високий рівень

напруги на виході закритого ключа приймається за рівень логічної 1 ($U_{вих.мах} = U_{вих}^1$), низький рівень напруги на виході відкритого ключа – за рівень

логічного 0 ($U_{вих.мін} = U_{вих}^0$). Умова $U_{вих}^0 < U_{зо}$ забезпечує управління одного ключа другим ключем при їхньому безпосередньому послідовному з'єднанні.

Логічний елемент АБО-НЕ створюється паралельним включенням двох і більше комутуючих транзисторів які, працюють на загальне навантаження. На рис. 6.17 а — схема двовходового елемента. Будемо розглядати комутуючі транзистори як ключі: транзистор відкритий — ключ замкнений, транзистор закритий — ключ розімкнений. Якщо на обидва входи поданий низький рівень логічного 0 ($x_1=x_2=0$), транзистори $VT_1^{(1)}$ і $VT_1^{(2)}$ закриті, два ключі розімкнуті (рис. 6.17 б), і на виході високий рівень $U_{вих}^1$, тобто $y=1$.

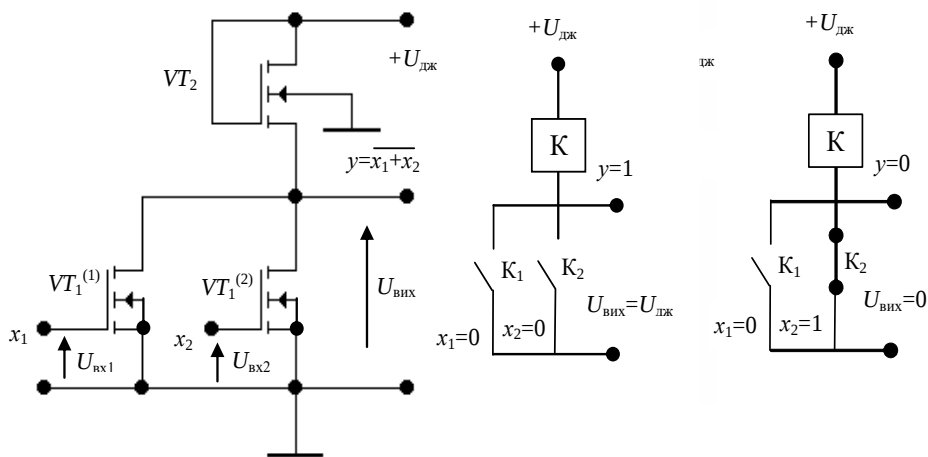


Рис. 6.17 МДН-елемент з нелінійним навантаженням типу **АБО-НЕ**:
а — принципова схема; б, в — ключові еквіваленти схем

Достатньо подати високий рівень 1 хоча б на один з входів, наприклад $x_2=1$, як транзистор $VT_1^{(2)}$ відкриється, тобто ключ замикається (рис. 6.17 в), і залишкова напруга на виході стане низькою: $U_{вих}^0 < U_{зо}$, тобто $y=0$.

Логічний елемент І-НЕ створюється двома або кількома комутуючими транзисторами, включеними послідовно з загальним навантаженням (рис. 6.18).

У цій схемі обидва комутуючих ключа будуть замкнені, створюючи шлях для струму і забезпечуючи низький рівень вихідної напруги $U_{вих}^0$, тільки при $x_1=x_2=1$.

Якщо на один із входів подати 0, наприклад $x_2=0$, комутуючий транзистор $VT_1^{(2)}$ закриється, струм в колі припиниться, і на виході буде високий рівень напруги $U_{вих}^1$, інакше кажучи, вихідний сигнал y отримується із відношення $y = x_1 \cdot x_2$.

Коефіцієнт об'єднання по входу $K_{об}$ не буває великим, особливо в елементів **І-НЕ**: при кількості послідовно включених транзисторів більше двох залишкова

напруга $U_{вих.min}$ може okazaтися дуже великою, більше $U_{з0}$.

Навантажувальна здатність МДН-елементів всіх видів висока, хоча вихідний струм у них невеликий. Це пояснюється дуже високим входним опором МДН-транзисторів (10^{12} Ом і більше). $K_{розг}$ досягає 20.

Слід пам'ятати, що збільшення кількості навантажуваних елементів, як і збільшення паралельно включених входних транзисторів, веде до збільшення паразитних ємностей і як наслідок, до зменшення швидкодії.

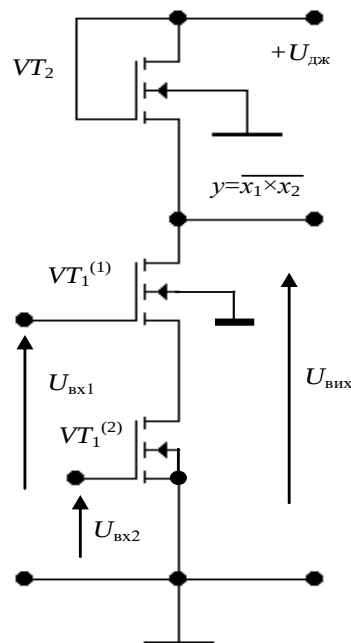


Рис. 6.18 МДН-елемент з нелінійним навантаженням типу **I-НЕ**

При оцінці швидкодії можна знехтувати інерційністю МДН-транзисторів, тому що в них не відбувається накопичування і розсмоктування зарядів. Швидкодія визначається процесом заряду і розряду паразитних ємностей через значні за величиною опори транзисторів. Особливо це відноситься до навантажувального транзистора, у якого, як вже відмічалось, канал робиться більш вузьким. Тому заряд вихідної ємності C_0 через VT_2 (рис.6.16) проходить повільніше, ніж розряд через VT_1 .

Логічні елементи на комплементарних парах

МДН-транзисторів (на КМДН-структурах)

Основу КМДН-елементів складає транзисторний ключ, утворений двома МДН-транзисторами з каналами різного типу провідності (рис. 6.19 а).

Транзистори з'єднані між собою стоками.

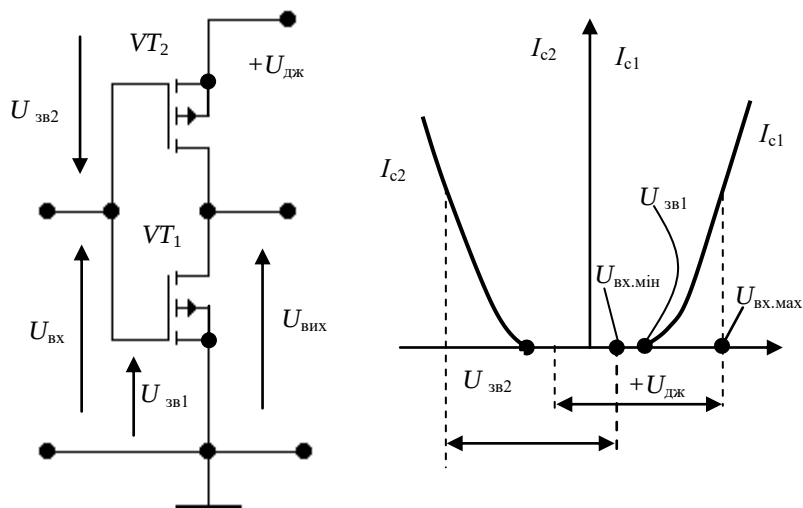


Рис. 6.19 Ключ у вигляді комплементарної пари МДН-транзисторів: а – принципова схема; б – характеристики транзисторів

Витік

транзистора

VT_1 з каналом n -типу з'єднаний із загальною шиною, на витік VT_2 з каналом p -типу підключений "+" джерела живлення. При такій схемі напруга затвор – витік $U_{зв1}$ транзистора VT_1 дорівнює вхідній напрузі $U_{вх}$, а напруга затвор-витік $U_{зв2}$ транзистора VT_2 відрізняється на величину напруги джерела живлення $U_{дж}$, тобто $U_{зв1} = U_{вх}$, $U_{зв2} = U_{вх} - U_{дж}$.

Якщо вхідна напруга $U_{вх}$ поступає з виходу аналогічного елемента, то вона змінюється між рівнем $U_{вх.мах} \approx U_{дж}$, який приймають за 1, та рівнем $U_{вх.мін} \approx 0$, який приймається за 0.

Коли на вхід подається $U_{вх.мах}$, VT_1 відкритий, а VT_2 закритий, тому що його напруга $U_{зв2}$ хоч і негативна, але не досягає порогу відкриття $U_{з02}$. При $U_{вх} = U_{вх.мін} < U_{з01}$ VT_1 закривається, а негативна напруга на затворі VT_2 , велика, і він відкривається. Це ілюструється рис. 6.19 б, на якому зображені стокозатворні характеристики обох транзисторів і показані рівні вхідної напруги.

Таким чином, у будь-якому з станів один з транзисторів закритий, наскрізний струм у колі живлення відсутній. Напруга на виході ключа $U_{вих}$ змінюється від $U_{вих.мін} \approx 0$, коли транзистор VT_1 відкритий, до $U_{вих.мах} \approx U_{дж}$ при закритому VT_1 . Перепад вихідної напруги близький за величиною до $U_{дж}$. Щоб в процесі комутації уникнути стану, коли обидва транзистори були б закриті, величина напруг живлення повинна задовольняти умові

$$U_{дж} > U_{з01} + |U_{з02}|.$$

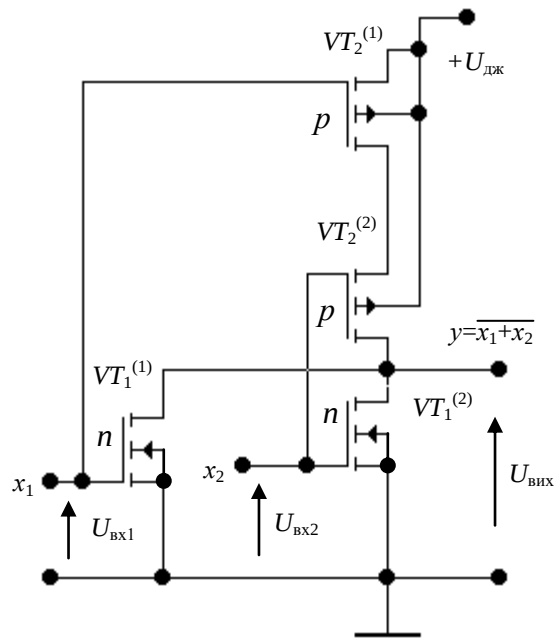


Рис. 6.20 КМДН-елемент типу **АБО-НЕ**

Логічний елемент АБО-НЕ реалізується за допомогою двох або більше КМДН-ключів шляхом паралельного включення n -каналних транзисторів та послідовного (ярусного) включення транзисторів з каналами p -типу. На рис. 6.20 зображена схема двовходового елемента **АБО-НЕ**. Якщо на входи подані низькі рівні, тобто $x_1 = x_2 = 0$, то транзистори $VT_1^{(1)}$ та $VT_1^{(2)}$ закриті (ключі розімкнуті), а транзистори $VT_2^{(1)}$ та $VT_2^{(2)}$ відкриті (ключі замкнені).

Струм у колі живлення визначається лише струмами утічки. Напруга на виході $U_{вих} \approx U_{дж}$, тобто $y = 1$. При подачі хоча б на один з входів, наприклад $x_1 = 1$, транзистор $VT_1^{(1)}$ відкривається, а $VT_2^{(1)}$ переходить в закритий стан.

Струм у колі живлення як і раніше дуже малий, а вихідна напруга $U_{вих} \approx 0$, тобто $y = 0$.

Логічний елемент І-НЕ будується аналогічно тільки паралельно включаються p -каналні транзистори, а n -каналні-послідовно (рис. 6.21).

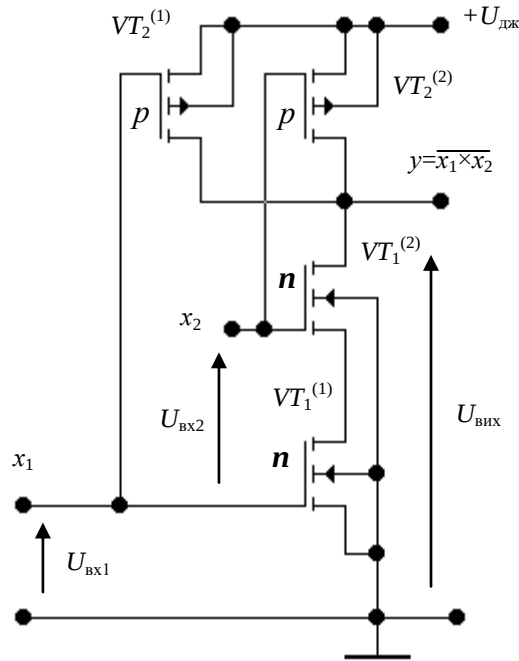


Рис. 6.21 КМДН-елемент типу **I-HE**

Якщо $x_1 = x_2 = 1$, транзистори $VT_1^{(1)}$, $VT_1^{(2)}$ відкриті, а $VT_2^{(1)}$, $VT_2^{(2)}$ закриті. Напруга на виході близька до 0, тобто $y = 0$. Якщо хоча б на один вхід подано 0, наприклад $x_1 = 0$, транзистор $VT_1^{(1)}$ закривається, а $VT_2^{(1)}$ переходить до відкритого стану. При цьому $U_{вих} = U_{дж}$, тобто $y = 1$.

Основна перевага КМДН-елементів у тому, що в обох статичних станах струм від джерела живлення практично не надходить, тому споживана потужність дуже мала. Однак при роботі елемента струм йде на заряд паразитних ємностей, тому динамічна споживана потужність пропорційна частоті переключення і може на декілька порядків перевищувати статичну. Швидкодія ЛЕ на КМДН-структурах вище, ніж у ЛЕ на МДН-транзисторах з каналами одного типу, тому що тут і заряд, і розряд вихідної ємності відбувається через відкриті транзистори VT_1 та VT_2 , які мають однаково малий опір. Але як ті, так і інші відносяться до класу елементів низької швидкодії. Припустима частота переключення не перевищує 5 МГц.

Кількість входів ($K_{об}$) та навантажлива здатність ($K_{розг}$) тут також обмежуються в основному впливом цих показників на швидкодію. Транзистори, які включаються паралельно, збільшують паразитну ємність, а ті, які включаються послідовно, збільшують опір, через який відбувається заряд або розряд ємності. Деякі серії КМДН-елементів, наприклад 564-та серія, допускають застосування джерел живлення з напругою від 3 до 15 В. Від цього залежить швидкодія і споживана потужність. При $U_{дж} = 5$ В такі елементи за сигналами сумісні з ТТЛ-елементами.

Істотною перевагою КМДН-елементів є їх висока завадостійкість. Для тієї ж 564-ї серії допустима статична завада 2,5 В.

КМДН-логічний елемент з трьома вихідними станами

Принципова схема елемента зображена на рис. 6.22. Транзистори VT_1 та VT_2 утворюють інвертуючий КМДН-ключ. Його відміна від зображеного на рис. 7.18 полягає в тому, що за допомогою додаткових транзисторів VT_3 з n -каналом та VT_4 з p -каналом він може відключатись від джерела живлення. На ці транзистори подаються взаємно інверсні управляючі сигнали EZ та $\overline{EZ}$.

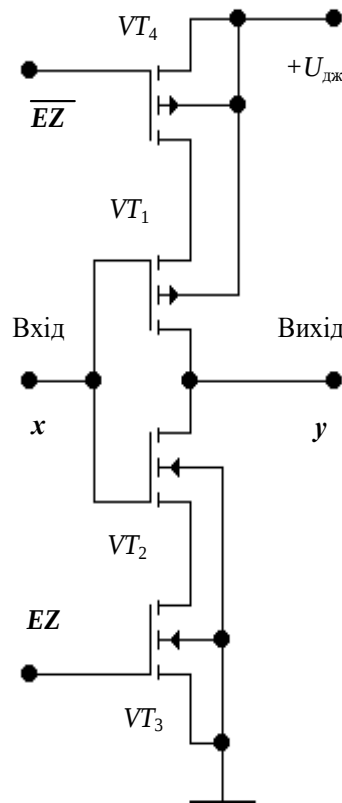


Рис. 6.22 КМДН-елемент з трьома вихідними станами

Якщо на вхід EZ поданий низький рівень 0, а на вхід $\overline{EZ}$ – високий рівень 1, транзистори VT_3 та VT_4 закриті, живлення до ключа не подається, і вихідний вивід має дуже великий опір як відносно шини живлення, так і загальної шини "Земля".

Вхідний сигнал через елемент не проходить. При подачі на вхід EZ рівня логічної 1, а на вхід $\overline{EZ}$ – 0, транзистори VT_3 та VT_4 відкриваються, ключ отримує живлення $U_{дж}$, і напруга на його виході залежить від сигналу на вході.

При цьому вихідний опір елемента в будь-якому з станів буде визначатися опором двох послідовно включених відкритих транзисторів.

Особливості реальних схем ЛЕ на польових транзисторах та узгодження їх з ТТЛ-елементами

Логічні елементи, які побудовані на МДН-транзисторах, порівняно з ЛЕ інших типів мають деякі особливості, обумовлені властивостями цих транзисторів. Затвор МДН-транзистора та підложка, які розділені шаром діелектрика, утворюють конденсатор. Величезний, порядку 10^{12} Ом, опір утічки цього конденсатора створює сприятливі умови для накопичення на ньому статичних зарядів з потенціалом, здатним викликати необернений пробій діелектричного шару. При цьому затвор транзистора не можна залишати вільним, таким що не має гальванічного зв'язку із загальною шиною або з шиною живлення. Під найбільшу небезпечність пробію діелектрика підпадають транзистори, які встановлені на входах логічної схеми, тому що їх затвори з'єднані з виводами із МС. Для захисту таких транзисторів від пошкодження високою напругою в єдиному технологічному процесі виготовлення ЛЕ кожен його вхід забезпечують діодно-резистивним охоронним колом – рис. 6.23 (на принципових схемах ЛЕ кола як правило не зображують).

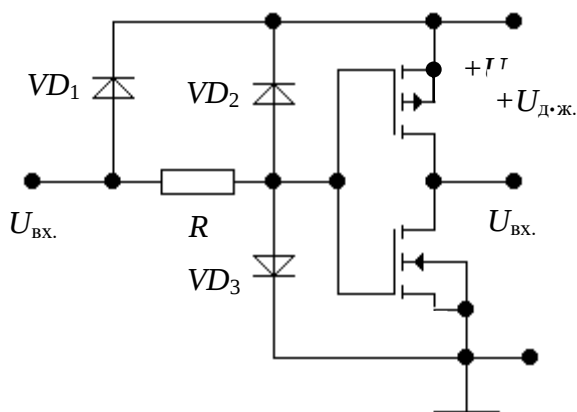


Рис. 6.23 Охоронне коло входних МДН-транзисторів

У залежності від значення та полярності напруги перевантаження на вході діоди або проводять у прямому напрямку, або опиняються в режимі лавинного пробію, який настає при зворотній напрузі порядку 30–35 В. Лавинний пробій діодів має обернений характер і на працездатність ЛЕ не впливає. Діоди замикають підвищену вхідну напругу або на джерело живлення $U_{дж}$, або на загальну шину. В нормальних умовах роботи, коли величина вхідної напруги в нормальних межах – $0,7\text{В} < U_{вх} < (U_{дж} + 0,7\text{В})$, відкриття діодів не відбувається.

У процесі зберігання виводи МС повинні бути з'єднаними між собою – обгорнутими металевою фольгою.

Підключення КМДН-елементів до виходу ТТЛ (ТТЛШ) – елемента при однаковій напрузі живлення $U_{дж}=5\text{В}$ здійснюється безпосередньо. Важливо лише, щоб вихід ТТЛ-елемента не навантажувався одночасно входами інших ТТЛ-елементів, тому що їх вхідний струм може знизити напругу на виході попереднього

елемента до рівня, якого недостатньо для відкриття польових транзисторів.

Для узгодження виходу ТТЛ-елемента з входами КМДН-елементів при живленні останніх підвищеною напругою застосовують ТТЛ-елемент з вільним колектором, подаючи на його вихідний транзистор через резистор напругу джерела живлення КМДН-елементів. Якщо сигналами з виходу КМДН-елемента необхідно управляти ТТЛ-елементами, то при живленні їх від одного джерела $U_{дж}=5\text{В}$ достатньо забезпечити узгодження по струму між елементами.

Вхідний струм ТТЛ-елемента при 0 на вході $I_{вх}^0$, як правило, перевищує навантажувальну здатність КМДН-елемента. Як елемент узгодження з підвищеною навантажливою здатністю в стані 0 можна використовувати елемент **АБО-НЕ**, в якому об'єднані всі входи. Як видно з рис. 6.23 а, навантажувальна здатність такого елемента визначається кількістю паралельно включених n -каналних транзисторів, тобто в розглянутому випадку подвоюється.

Якщо $U_{дж.КМДН} > U_{дж.ТТЛ}$, то необхідне узгодження як по напрузі, так і по струму. Узгодження по напрузі забезпечується включенням перетворювача рівня, живлення якого відбувається від спільного з ТТЛ-елементом джерела $U_{дж}=5\text{В}$ (рис. 6.24). Відміна перетворювача від інвертора полягає в тому, що в охоронному колі відсутні діоди між затвором та шиною живлення. Це дозволяє, не порушуючи роботи перетворювача, мати на його вході напругу, яка перевищує напругу живлення.

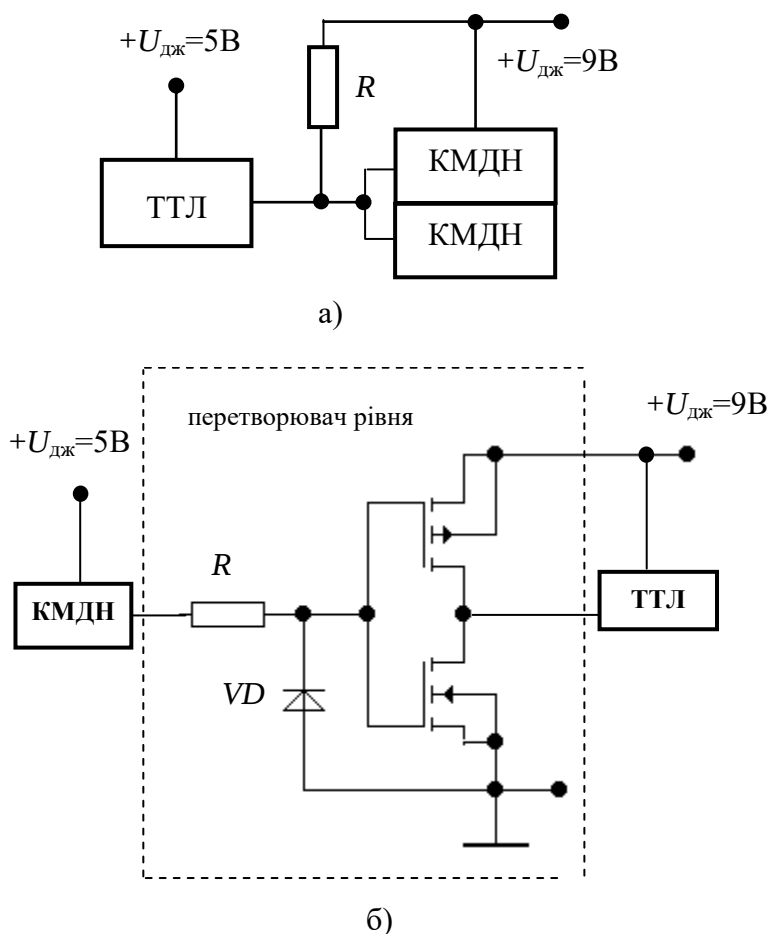


Рис. 6.24. Підключення ТТЛ-елементу до виходу КМДН-елементу при різних напругах живлення

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Класифікувати логічні елементи за типом їх активних компонент.
2. Назвати параметри логічних елементів.
3. Охарактеризувати діодні логічні елементи.
4. Охарактеризувати діодно-транзисторні логічні елементи.
5. Охарактеризувати транзисторно-транзисторні логічні елементи.
6. Чим обмежується швидкодія транзисторно-транзисторних логічних елементів.
7. Яке рішення використано для розширення по функції АБО у транзисторно-транзисторних логічних елементів.
8. Охарактеризувати транзисторно-транзисторні логічні елементи Шоттки.
9. Охарактеризувати транзисторно-транзисторні логічні елементи з трьома вихідними станами.
10. Охарактеризувати емітерно-зв'язані логічні елементи.
11. Доповісти про логічні елементи на n -канальних МДН-транзисторах.
12. Доповісти побудову логічного елементу АБО-НЕ на n -канальних МДН-транзисторах.
13. Доповісти про логічні елементи на комплементарних парах МДН-транзисторів (на КМДН-структурах).
14. Доповісти про КМДН-логічний елемент з трьома вихідними станами.
15. Доповісти про особливості реальних схем ЛЕ на польових транзисторах та узгодження їх з ТТЛ-елементами.

РОЗДІЛ VII СИЛОВІ КОМУТАЦІЙНІ КОМПОНЕНТИ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ

7.1 Тиристори

Тиристор – це напівпровідниковий прилад з трьома і більше p - n -переходами, в вольт-амперній характеристиці якого існує ділянка негативного диференціального опору і який використовується для переключення. В залежності від числа зовнішніх виводів розрізняють двохелектродний прилад - **диністор**, трьохелектродний - **триністор** і чотирьохелектродний - **біністор**. Умовне графічне позначення таких напівпровідникових приладів показано на рис. 7.1.

Будова і принцип дії динистора

Для прикладу розглядається діодний тиристор (диністор), структура якого p - n - p показана на рис. 7.2.

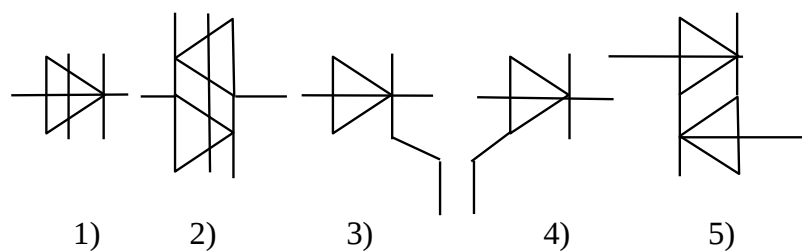


Рис. 7.1 Умовне графічне позначення диністора (1), симетричного диністора (2), триністора з управлінням по катоду (3) і аноду (4) та симетричного триністора (5)

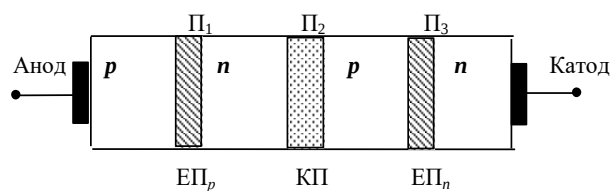


Рис. 7.2 Структура діодного тиристора

Як видно, він має три p - n -переходи, причому два з них ($П_1$ і $П_3$) являються зміщеними прямо, а середній перехід $П_2$ – зміщений зворотно. Крайню область p називають **анодом**, а крайню область n - **катодом**.

Структурна схема диністора, еквівалентної схеми (моделі), включає в себе два транзистори VT_1 типу p - n - p і VT_2 типу n - p - n , з'єднані так, як показано на рис. 7.3.

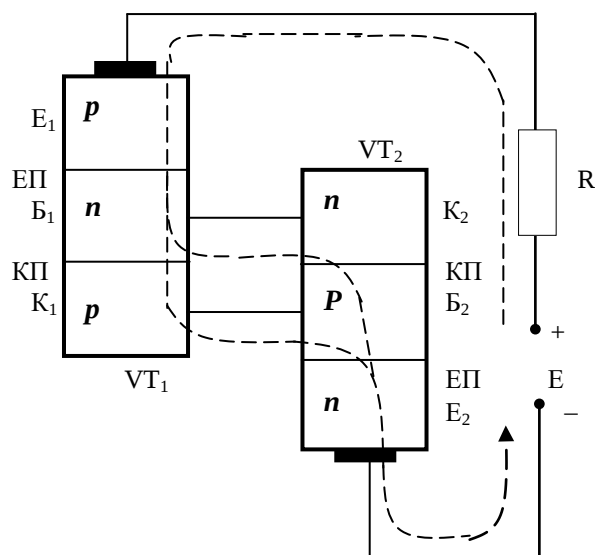


Рис. 7.3 Модель структурної (еквівалентної) схеми диністора

В цьому випадку переходи Π_1 і Π_3 являються емітерними переходами цих транзисторів, а перехід Π_2 являється в обох транзисторах колекторним. Внутрішні області n і p називаються **базами**. Область бази B_1 транзистора VT_1 одночасно служить колекторною областю K_2 транзистора VT_2 , а область бази B_2 транзистора VT_2 являється колекторною областю K_1 транзистора VT_1 . Відповідно цьому колекторний струм першого транзистора I_{K_1} являється струмом бази другого транзистора I_{B_2} , а струм колектора другого транзистора I_{K_2} являє собою струм бази першого транзистора I_{B_1} .

Як правило, тиристри виготовляються з кремнію, причому емітерні переходи можуть бути сплавними, а колекторний перехід виготовляється методом дифузії. Застосовується також планарна технологія. Концентрація домішки в базових (середніх) областях значно менша, ніж в емітерних (крайніх) областях.

Фізичні процеси в диністрі можна представити собі наступним чином. Якби був лише один перехід Π_2 , працюючий при зворотній напрузі, то існував би лише незначний зворотний струм, зумовлений переміщенням через перехід неосновних носіїв, яких мало. Але, як відомо, в транзисторі можна одержати значний колекторний струм, який також буде зворотним струмом колекторного переходу, якщо в базу транзистора через емітерний перехід інжектуються у великій кількості неосновні носії. Чим більша пряма напруга на емітерному переході, тим більше цих носіїв підходить до колекторного переходу, тим більшим стає струм колектора. Напруга на колекторному переході, навпаки, стає меншою, тому що при більшому струмі зменшується опір колекторного переходу і зростає падіння напруги на навантаженні, яке включається в коло колектора. Так, наприклад, в схемах переключення транзистор переводиться у відкритий стан (в режим насичення) шляхом подачі на

його емітерний перехід відповідної прямої напруги. При цьому струм колектора досягає максимального значення, а напруга між колектором і базою зменшується до десятих часток вольтів.

Дещо подібне спостерігається і в тиристорі. Через зміщені прямо переходи Π_1 і Π_3 в області, які межують з переходом Π_2 , інжектуються неосновні носії, зменшуючі опір переходу Π_2 .

Вольт-амперна характеристика диністора, яка представлена на рис. 7.4, показує, що відбувається в диністорі при підвищенні прикладеної до нього напруги.

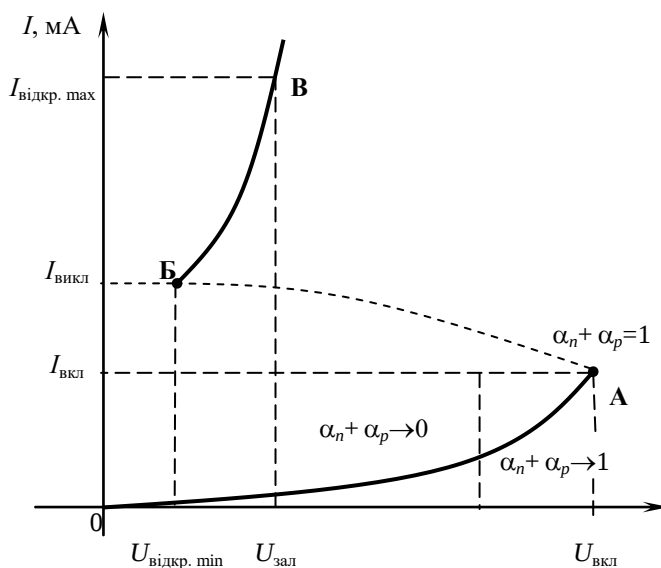


Рис. 7.4 Вольт-амперна характеристика диністора

Спочатку струм невеликий і зростає повільно, що відповідає ділянці ОА характеристики. В цьому режимі диністор можна вважати закритим. На опір колекторного переходу Π_2 впливають два взаємно протилежних процеси. З однієї сторони, підвищення зворотної напруги на цьому переході збільшує його опір, тому що під впливом зворотної напруги основні носії ідуть в різні сторони від границі, тобто перехід Π_2 все більше збіднюється основними носіями. Проте, з іншої сторони, підвищення прямих напруг на емітерних переходах Π_1 і Π_3 підсилюють інжекцію носіїв, які підходять до переходу Π_2 , збагачують його і зменшують його опір. До точки А переважає перший процес і опір зростає, але все повільніше і повільніше, тому що поступово підсилюється другий процес.

Біля точки А при деякій напрузі (десятки абсолютні вольт), яка називається **напругою включення** $U_{\text{вкл}}$, вплив обох процесів урівноважується, а далі навіть при незначному підвищенні напруги починає переважати другий процес і опір переходу Π_2 починає зменшуватися. В цьому випадку виникає лавинний процес швидкого відкриття диністора. Цей процес пояснюється таким чином.

Струм різко, стрибком, зростає (ділянка АВ на характеристиці), тому що збільшення напруги на переходах Π_1 і Π_3 зменшує опір переходу Π_2 і напруги на ньому, внаслідок чого ще більше зростають напруги на Π_1 і Π_3 , а це, в свою чергу,

приводить до ще більшого зростання струму, зменшенню опору переходу P_2 і т.і. В результаті такого процесу встановлюється режим, який нагадує режим насичення транзистора - значний струм при малій напрузі (ділянка БВ). Струм в цьому режимі, коли прилад відкритий, визначається головним чином опором навантаження R_n , яке включається послідовно з диністором. При цьому внаслідок значного струму майже вся напруга джерела живлення падає на навантаженні R_n .

В відкритому стані внаслідок накопичення значних зарядів біля переходу P_2 напруга на ньому пряма, що, як відомо, являється характерним для колекторного переходу в режимі насичення. Тому повна напруга на тиристорі складається з трьох невеликих напруг на переходах і чотирьох також невеликих падінь напруг на p - і n -областях. Оскільки кожна з цих напруг складає частки вольт, то загальна напруга на відкритому тиристорі не перевищує декілька вольт, і отже, тиристор в цьому стані має незначний опір.

Характерними параметрами диністорів являються:

- час включення $t_{\text{вкл}}$;
- час виключення $t_{\text{викл}}$;
- загальна ємність $C_{\text{заг}}$;
- максимальне значення імпульсного прямого струму $I_{\text{імп.мах}}$;
- максимальне значення зворотної напруги $U_{\text{зв.мах}}$.

Час включення диністорів складає не більше одиниць мікросекунд, а час виключення, який зв'язаний з рекомбінацією носіїв, складає декілька десятків мікросекунд. Завдяки цьому диністори можуть застосовуватися лише на порівняно низьких частотах.

На електричних принципіальних схемах диністори зображаються так, як показано на рис. 7.5.



Рис. 7.5 Умовне позначення диністора на електричних схемах

Тринистор

На відміну від диністора тринистор має ще один вивід від однієї з базових областей (рис. 7.6). Наявність базового електрода дозволяє шляхом подачі на нього напруги управляти величиною напруги переключення.

Управляючий електрод може бути підключеним до будь-якої з баз триністора. Зовнішньо це виразиться лише в виборі необхідної полярності джерела управляючого електрода (рис. 7.6 а, б).

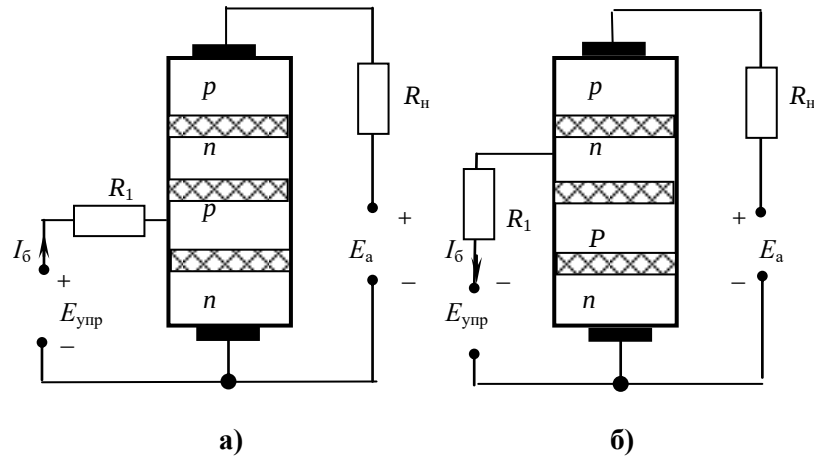


Рис. 7.6 Структурна схема включення триністора.

При збільшенні струму I_b в колі управляючого електрода зростає коефіцієнт передачі струму α відповідного емітера. Збільшення приводить до того, що рівність $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ виконається при меншому значенні прямої напруги, що приведе до включення триністора при меншому значенні U .

Струм і напруга кола управління мають невеликі значення, а струм в анодному колі може бути від часток ампера до сотень ампер при анодних напругах від декілька десятків - сотень вольт до декілька тисяч вольт. В результаті коефіцієнт підсилення по потужності в триністорах досягає величини $10^4 \dots 10^5$.

Триністори використовуються в імпульсних схемах зв'язку, радіолокації, автоматиці, а також в потужних випрямлячах і інверторах, в пристроях управління електродвигунами і т.і.

Триністори характеризуються тими ж параметрами, що і диністори, лише з'являються величини, характеризуючі коло управління, наприклад, постійний відпираючий струм управляючого електрода $I_{упр\text{відкр}}$.

Симетричний тиристор

Симетричний тиристор, або **симістор**, являє собою структуру $n-p-n-p-n$ або $p-n-p-n-p$. Ці тиристори відпираються при любій полярності напруги і проводять струм в обидва напрямки. Структура симістора складається з п'яти областей з типами електропровідності, які чергуються і утворюють чотири $p-n$ -переходи (рис. 7.7).

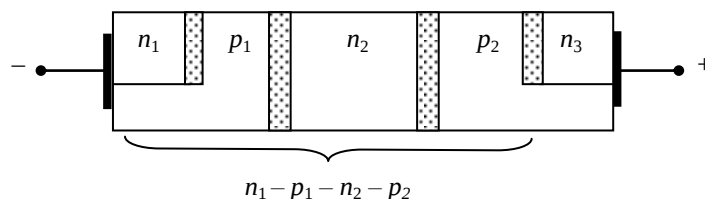


Рис. 7.7 Структурна схема симетричного тиристора

Якщо на такий тиристор подати напругу плюсом до області n_1 і мінусом до області n_3 , то перехід 1 зміщується в зворотному напрямі і струм, який тече через нього, незначний. Робочою частиною буде являтися $p_1 - n_2 - p_2 - n_3$ структура, в якій відбуваються процеси, аналогічні процесам в диністорі.

Якщо зовнішня напруга подається плюсом на область n_3 , а мінусом на область n_1 (рис. 7.7), то в зворотному напрямі зміщується перехід 4 і тоді $n_1 - p_1 - n_2 - p_2$ структура буде являтися робочою частиною.

Таким чином, симетричний тиристор можна представити у вигляді двох диністорів, які включені назустріч один одному і шунтують один одного. Вольтамперна характеристика симетричного тиристора показана на рис. 7.8, а його умовне графічне позначення - на рис. 7.9.

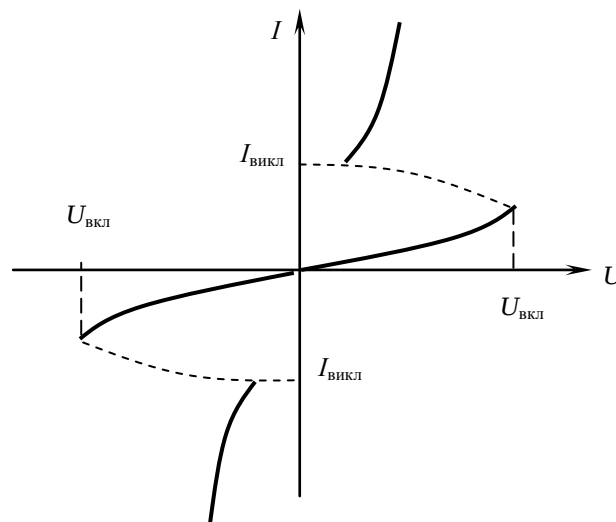


Рис. 7.8 Вольт-амперна характеристика симетричного тиристора

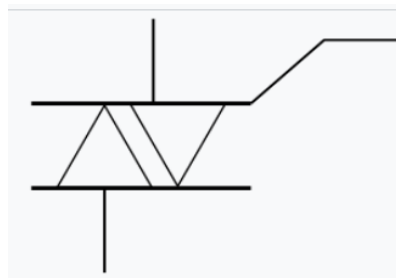


Рис. 7.9 Умовне графічне позначення симистора на електричних схемах

До основних електричних параметрах тиристорів відносяться:

$U_{вкл}$ – максимальна пряма напруга, звана *напругою включення*;

$I_{вкл}$ – анодний струм включення;

$U_{\text{викл}}$ – анодна напруга вимикання;
 $I_{\text{викл}}$ – анодний струм вимикання;
 $I_{\text{доп}}$ – максимально допустимий анодний струм у відкритому стані;
 $U_{\text{зал}}$ – залишкова напруга, тобто падіння напруги на тиристорі у відкритому стані при максимально допустимому анодному струмі;
 $I_U \text{ вкл}$ – струм включення управляючого електрода;
 $U_{\text{проб}}$ – напруга пробою;
 $U_{\text{звмакс}}$ – максимально допустима зворотна напруга, при якій забезпечується задана надійність приладу.

Використання тиристорів

Керований випрямляч.

Керовані випрямлячі дозволяють одночасно з випрямленням змінної напруги здійснити плавне регулювання середнього значення випрямленої напруги в широких межах. Зазвичай керовані випрямлячі будують за тими самими схемами, що й некеровані, однак використовують *тиристори*. Включення тиристорів здійснюється подачею імпульсу від схеми управління на управляючий електрод тиристора рис. 7.10.

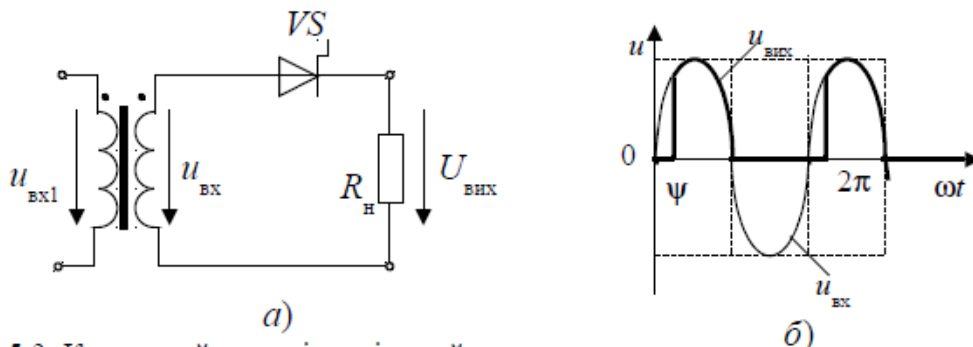


Рис. 7.10 Схема випрямляча на тиристорі

Автогенератор на динисторі

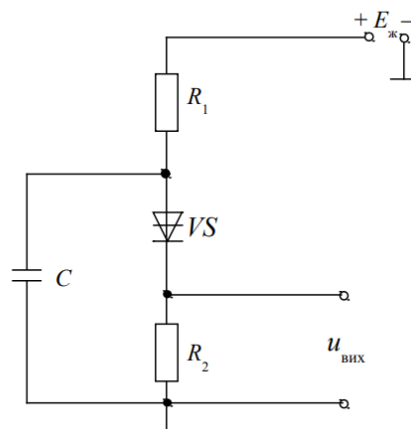


Рис. 7.11 Схема автогенератора на динисторі

При закритому діодному тиристорі VS конденсатор С заряджається через резистор R1. Коли напруга на конденсаторі досягне величини $U_{вкл}$, тиристор включається, і конденсатор швидко розряджається через малий опір тиристора VS і резистор R2. При розряді конденсатора струм через тиристор падає. Коли він досягне величини $I_{викл}$, тиристор стрибком повертається у початковий стан (вимикається), і цикл повторюється. При цьому формуються короткі потужні імпульси струму, період проходження яких дорівнює

$$T = t_1 + t_n$$

де t_i – тривалість імпульсу

$$t_i = CR_2 \ln \frac{U_{вкл}}{I_{викл} \times R_2},$$

t_n – тривалість паузи

$$t_n = CR_1 \ln \frac{E_{ж}}{E_{ж} - U_{вкл}}$$

Така схема генератора імпульсів струму при малих опорах навантаження (до 100 Ом) дозволяє отримати імпульси струму до декількох ампер і тривалістю фронту менше 0,1 мкс. Принципи побудови імпульсних схем на тріодних тиристорах багато в чому подібні схемам на діодних тиристорах. Відмінність полягає в схемах кіл управління. Як і на діодних, на тріодних тиристорах можна побудувати схеми мультівібраторів, одновібраторів, тригерів, однак найбільш широкого застосування тріодні тиристори знаходять у схемах формування потужних імпульсів. Вихідні імпульси формувачів використовуються для запуску модуляторів радіолокаційних станцій, підпалу імпульсних ламп та ігнітронів, управління силовими тиристорами, збудження напівпровідникових оптичних квантових генераторів, імпульсного живлення магнітних елементів та в інших пристроях

Ключ на тиристорі

Тиристори складають найбільш широкий клас напівпровідникових приладів звід'ємним опором. Вони призначені, в основному, для комутації струмів і напруг у схемах з великими струмами.

Для забезпечення роботи тиристорного ключа у двох стійких режимах його навантажувальна пряма повинна перетинати вольт-амперну характеристику у трьох точках (1, 2, 3) (рис. 7.12), з яких положення 1 і 3 є стійким.

Якщо за відсутності вхідного сигналу прикладена до тиристорну пряма напруга не перевищує $U_{вкл}$, то ключ знаходиться у закритому стані. Перемикання тиристора із закритого стану у відкритий повинне здійснюватися подачею відпираючого імпульсу до кола управління тріодних і запірних тиристорів або до кола анод-катод для діодних тиристорів. Побудова і розрахунок кіл відпирання, вимикання та запирання тиристорних ключів є головними завданнями, які доводиться вирішувати при проектуванні тиристорних пристроїв.

При цьому під вимиканням тиристорів розуміється їх вимикання за анодним колом, а під запиранням – вимикання за колом управляючого електрода. Коло відпирання повинне забезпечити включення тиристора від імпульсу сигналу управління та захист тиристора від відпираючого імпульсу завади. Деякі схеми кіл відпирання тиристорних ключів наведено на рис. 5.6. При подачі короткого імпульсу $U_{упр} \geq U_{вкл}$ діодний тиристор VS у схемі рис. 5.6, а включається, і через нього протікає струм, який визначається опором навантаження R_n (точка 3 на рис. 7.12), на рис. 7.13, б показаний ключ на тріодному тиристорі VS. Включення діода до управляючого кола тиристора викликає протікання зворотного струму через управляючий електрод, а включення шунта $R_{ш}$ підвищує стійкість тиристора проти самовільного включення. Для виключення тиристора необхідно зменшити протікаючий через тиристор струм до величини, меншої $I_{викл}$. На рис. 7.14 наведено схеми вимикання тиристорних ключів за допомогою зарядженого конденсатора і допоміжного тиристора. Сутність роботи цих схем вимикання полягає у тому, що попередньо заряджений конденсатор за допомогою допоміжного тиристора підключається до основного тиристора таким чином, що струм його розряду спрямований назустріч прямому струму основного тиристора VS1, що забезпечує його запирання.

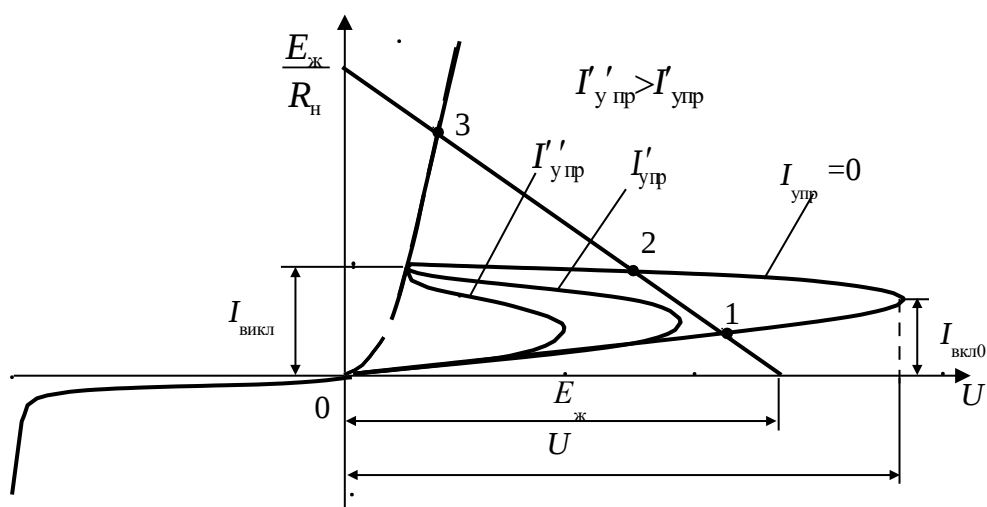


Рис. 7.12 Діаграма роботи тиристорного ключа

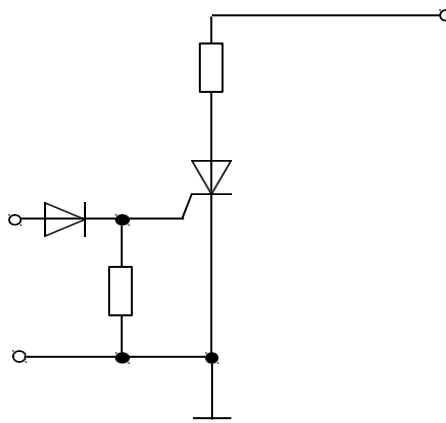


Рис. 7.13 Схема тиристорного ключа

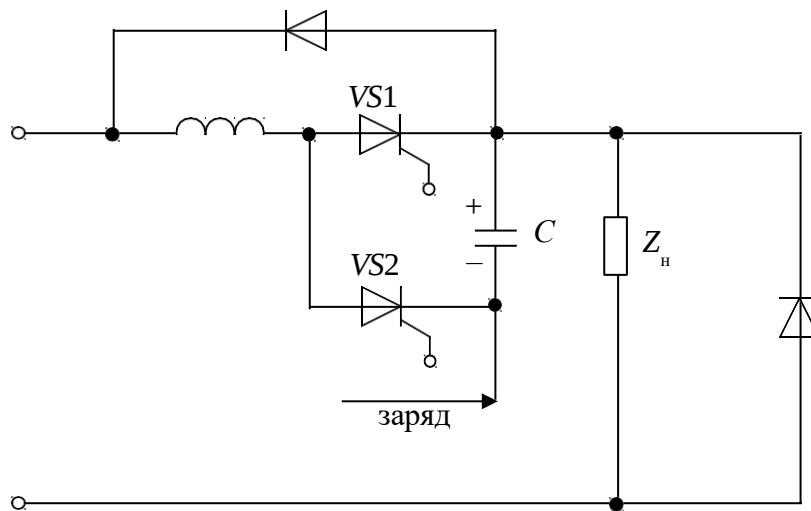


Рис. 7.14 Схема запирання тиристорного ключа

7.2 Біполярний транзистор із ізольованим затвором

Біполярний транзистор із ізольованим затвором (IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistors) – повністю керований напівпровідниковий прилад, в основі якого тришарова структура. Його включення та вимикання здійснюються подачею та зняттям позитивної напруги між затвором та витоком. На рис.7.15 наведено умовне позначення IGBT.

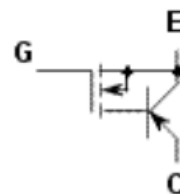
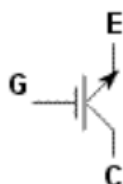


Рис. 7.15 Умовне позначення IGBT

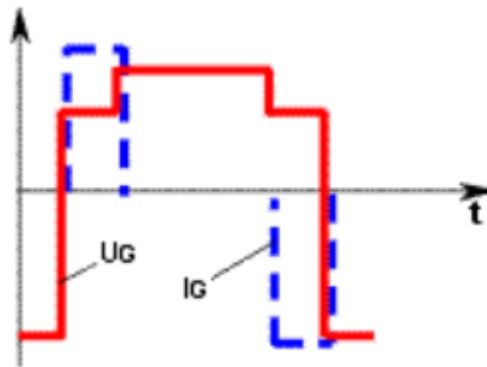


Рис. 7.16 Діаграми напруги та струму управління

Процес включення IGBT можна розділити на два етапи: після подачі позитивної напруги між затвором та витоком відбувається відкриття польового транзистора (формується n – канал між витоком та стоком). Рух зарядів з області n область p призводить до відкриття біполярного транзистора і виникнення струму від емітера до колектора. Таким чином, польовий транзистор керує роботою біполярного.

Для IGBT з номінальною напругою в діапазоні 600-1200 В повністю включеному стані пряме падіння напруги, так само як і для біполярних транзисторів, знаходиться в діапазоні 1,5-3,5 В. Це значно менше, ніж характерне падіння напруги на силових MOSFET в провідному стані з такими ж номінальними напруги.

З іншого боку, MOSFET з номінальною напругою 200 В і менше мають нижче значення напруги у включеному стані, ніж IGBT, і залишаються неперевершеними в цьому відношенні в області низьких робочих напруг і комутованих струмів до 50 А.

По швидкодії IGBT поступаються MOSFET, але значно перевищують біполярні. Типові значення часу розсмоктування накопиченого заряду та спадання струму при вимкненні IGBT знаходяться в діапазонах 0,2 - 0,4 та 0,2 - 1,5 мкс відповідно.

Область безпечної роботи IGBT дозволяє успішно забезпечити його надійну роботу без застосування додаткових кіл формування траєкторії перемикання при частотах від 10 до 20 кГц для модулів з номінальними струмами в кілька сотень ампер. Такі якості не мають біполярні транзистори, з'єднані за схемою Дарлінгтона.

Так само як і дискретні, MOSFET витіснили біполярні в ключових джерелах живлення з напругою до 500 В, так і дискретні IGBT роблять те саме в джерелах з вищими напругами (до 3500 В).

В даний час транзистори IGBT випускаються, як правило, у вигляді модулів у прямокутних корпусах з одностороннім притиском і охолодженням ("Mitsubishi", "Siemens", "Semikron" та ін.) та таблетковому виконанні з двостороннім охолодженням ("Toshiba Semiconductor Group"). Модулі з одностороннім охолодженням виконуються в міцному пластмасовому корпусі з паяними контактами та ізолюваною основою. Всі електричні контакти знаходяться у верхній частині корпусу. Відведення тепла здійснюється через основу. Типова конструкція модуля у

прямокутному корпусі показана на рис. 7.17 тут: 1 – кристал, 2 – прошарок кераміки, 3 – спайка, 4 – нижня тепловивідне основа.

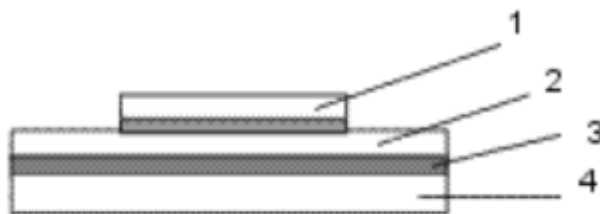


Рис. 7.17 Конструкція модуля у прямокутному корпусі

Струм управління IGBT малий, тому ланцюг управління - драйвер конструктивно компактний. Найбільш доцільно розташовувати кола драйвера в безпосередній близькості від силового ключа. У модулях IGBT драйвери безпосередньо включені до їхньої структури. "Інтелектуальні" транзисторні модулі (ІТМ), виконані на IGBT, також містять "інтелектуальні" пристрої захисту від струмів короткого замикання, системи діагностування, що забезпечують захист від зникнення керуючого сигналу, одночасної провідності в протилежних плечах силової схеми, зникнення напруги джерел живлення та інших. У структурі ІТМ на IGBT передбачається у ряді випадків система управління з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) та однокристальна ЕОМ. У багатьох модулях є схема активного фільтра для корекції коефіцієнта потужності і зменшення вмісту вищих гармонійних мереж.

IGBT - модуль за внутрішньою електричною схемою може бути одиничний IGBT, подвійний модуль (half-bridge), де два IGBT з'єднані послідовно (напівміст), переривник (chopper), в якому одиничний IGBT послідовно з'єднаний з діодом, однофазний або трифазний міст. У всіх випадках, крім переривача, модуль містить паралельно кожному IGBT вбудований зворотний діод. Найбільш поширені схеми з'єднань IGBT-модулів наведено на рис. 7.18.

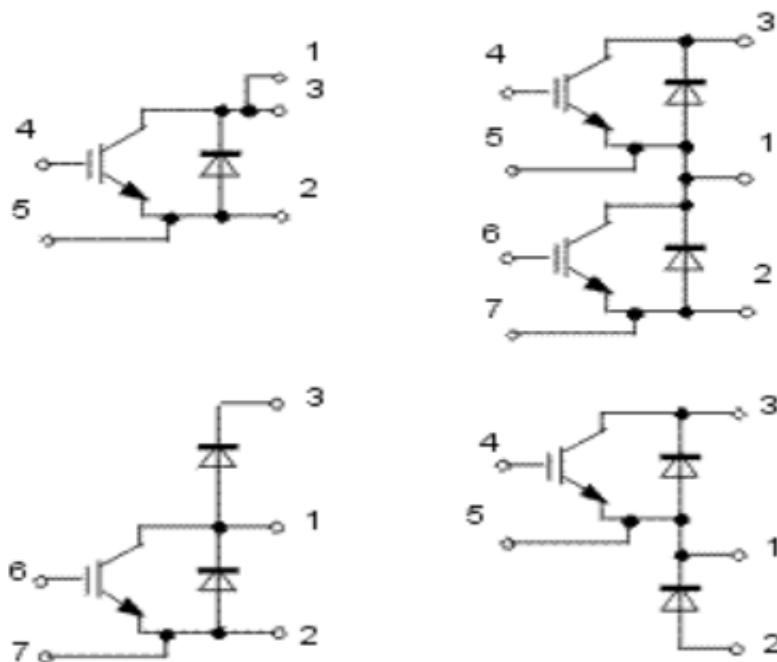


Рис. 7.18 Найбільш поширені схеми з'єднань IGBT-модулів

Іntenсивно розвивається технологія корпусування паяної конструкції силових модулів з метою подальшого зниження габаритів та маси, підвищення надійності, енерго - та термоцикlostійкості, зменшення теплового опору та вартості.

Ці цілі досягаються застосуванням нових матеріалів і технологій збирання на тонкі і AlN керамічні підкладки в корпусах з малоіндуктивними висновками, розробкою спеціальних конструкцій силових модулів з інтегрованим рідинним охолодженням і створенням силових модулів, включаючи "інтелектуальні", з використанням матричних композиційних матеріалів.

У модулях з інтегральним рідинним охолодженням майже в чотири рази вдається збільшити відведену розсіювану потужність порівняно з порівнянню за електричними параметрами традиційною конструкцією силового модуля з повітряним охолодженням.

Застосування матричних композиційних матеріалів (MMC - Metal Matrix Composite) відкриває нові перспективи створення високопотужних, компактних, міцних, надійних силових модулів. MMC мають високу теплопровідність (MMC-150 Вт/(м*К), Cu-370, Al-200, Si-80), низький КТР (MMC-7, Cu-17, Al-23, Si-4, -7, AlN-7), що дозволяє знизити до мінімуму напруженості при тепла. В даний час за цією концепцією створено "інтелектуальні" силові модулі (випрямляч-інвертор) потужністю до 100 кВт.

Поряд з розвитком технології паяної конструкції силових модулів з ізолюваною основою (граничні параметри 1,2 кА, 3,5 кВ) продовжує інтенсивно розвиватися технологія притискної конструкції IGBT-модулів, подібна до таблеткової конструкції SCR (Silicon Controlled Rectifier) і GTO - press-pack technology тов значно

покращено надійність, термоциклостійкість. Найбільш високих параметрів IGBT-модулів притискної конструкції досягла компанія Toshiba (PP HV IGBT-press pack high voltage IGBT)

Дискретні прилади в корпусах TO-220 і T-247 ("Fullpak") виготовляються масово і мають низьку вартість розрахунку один ампер номінального струму (максимальне значення робочого струму 70 А). Сильноточні модулі з електричною ізоляцією зазвичай містять ключі, з'єднані за напівмостовою ключовою схемою або з одноключовою конфігурацією. У цих модулях діапазон номінальних струмів знаходиться в діапазоні від 25 А (для напівмостової схеми з напругою на 1200) до 600 А (для одноключової схеми з напругою 600 В).

Використання приладів у корпусах TO-220 і TO-247 з вбудованими зворотними діодами швидкодіє стає особливо кращим при розробці інверторів. У цьому випадку необхідна кількість силових напівпровідникових компонентів зменшується на 50% порівняно з використанням IGBT та діодів у вигляді окремих елементів. Області діапазонів струмів, що перекриваються, де використання дискретних приладів економічно краще в порівнянні з сильноточними модулями, можуть бути розширені за рахунок паралельного з'єднання окремих приладів.

Модуль, що має найбільший номінальний струм, містить і найбільшу площу кремнієвого кристала, яка використовується при повному струмовому завантаженні модуля. У такому ж модулі з неповним струмовим навантаженням загальна площа кремнію використовується частково. Повністю завантажений по струму модуль з номінальними параметрами 200 А, 600 В з напівмостовою схемою еквівалентний зміст кремнію восьми дискретним приладів в корпусі TO-247. Для порівняння такий модуль із частковим завантаженням у 50 А еквівалентний двом приладам у корпусі TO-247.

Так як вартість модуля істотно залежить від кількості кремнію, що міститься в ньому, повністю завантажений по струму модуль має більш низьку вартість одного номінального ампера в порівнянні з частково завантаженим, але вартість 1 А номінального струму повністю завантаженого по струму модуля в 1,5 рази і більше перевищує аналогічний показник для еквівалентного числа дискретних компонент.

Основна відмінність між дискретними приладами та сильноточними модулями полягає у способі електричного зв'язку їх з іншими елементами схеми. Дискретні компоненти з'єднуються з елементами схеми на друкованій платі за допомогою паяння. Максимальне значення струмів у контактних з'єднаннях друкованої плати зазвичай не перевищує 100 А в режимах роботи, що встановилися. Це накладає природні обмеження на кількість компонентів, що паралельно з'єднуються. З іншого боку, сильноточні модулі мають висновки під гвинтові затискачі. Тому вони можуть з'єднуватися з кабельними наконечниками або безпосередньо з струмопровідними шинами. Сильноточні модулі можуть безпосередньо з'єднатися з друкованою платою через наскрізні отвори.

Наявність електричної ізоляції створює у місцях кріплення приладів до охолоджувача теплові бар'єри, що погіршують рівномірність розподілу температури

переходів окремих приладів. З цієї причини прилади в корпусах "Fullpak" (Int-A-Pak, Dual-Int-A-Pak, IMS, SOT, Co-Packs, ZIP, DIP, Flange-B та інші) з електричною ізоляцією не ідеальні для їх паралельного з'єднання. Прилади, що паралельно з'єднуються, слід монтувати на загальному охолоджувачі. Якщо потрібно забезпечити електричну ізоляцію, то прилади слід змонтувати на загальній тепловідвідній пластині, що забезпечує хороший тепловий зв'язок між переходами приладів. Ця пластина також може використовуватися як конструктивний елемент, що забезпечує механічне з'єднання приладів. електроізоляційний бар'єр у цьому випадку слід створювати між струмопровідними частинами паралельного складання приладів та основним охолоджувачем.

Асиметрія в розведенні електричних ланцюгів, що підключаються до паралельно з'єднаних приладів, може призвести до значної відмінності у втратах потужності, що виділяються в кожному з них. Найбільше цей ефект проявляється на комутаційних інтервалах роботи приладів, що призводить до нерівномірного розподілу динамічних втрат потужності. Найбільш істотно на розподіл струмів у динамічних режимах впливають індуктивності емітерних ланцюгів, значення яких по можливості мають бути рівними, щоб унеможливити розбаланс динамічних втрат.

Відомо, що динамічні втрати зменшуються зі зниженням значень робочої частоти та напруги. У цих випадках прості схеми з'єднання приладів без симетрування з'єднань можуть бути цілком прийнятними. Там, де вміст динамічних втрат перевищує 15% загальних втрат, необхідно приділяти значну увагу розведенню ланцюгів, що з'єднують дискретні прилади через значний вплив симетричності ланцюгів. Приклад ідеального симетричного розташування ланцюгів на рис. 7.19, тут: 1 – охолоджувач, 2 – плата, 3 – з'єднання емітерів, 4 – з'єднання входів низької сторони.

При такому розташуванні та з'єднанні приладів забезпечується рівність індуктивностей емітерних ланцюгів усіх з'єднаних приладів і тим самим забезпечується вирівнювання між ними динамічних втрат.

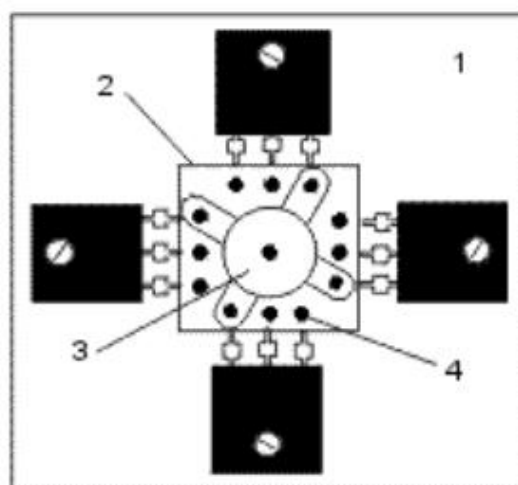


Рис. 7.19 Симетрична розводка електричних кіл у паралельно з'єднаних приладах

На рис. 7.20 представлена вольт-амперна характеристика IGBT.

Струм колектора

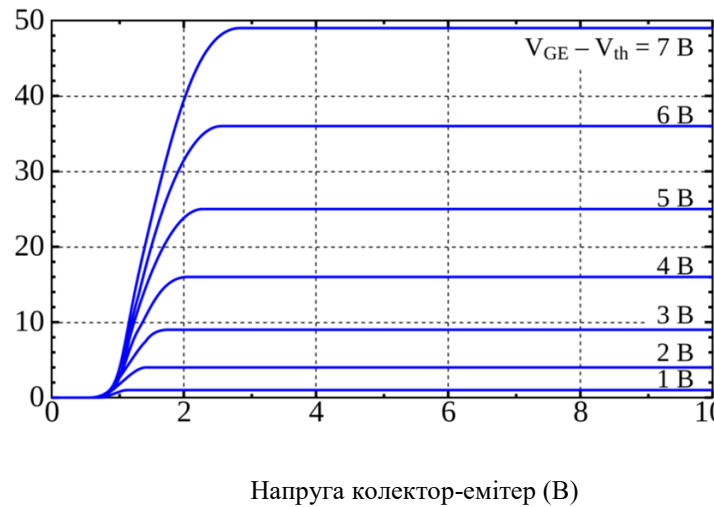


Рис. 7.20 Вольт-амперна характеристика IGBT.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Які напівпровідникові прилади відносяться до тиристорів?
2. Якими основними параметрами характеризуються тиристори?
3. В чому особливість фізичних процесів в диністорі та тиристорі?
4. Назвіть області застосування тиристорів.
5. Поясніть хід вольтамперної характеристики диністора.
6. Поясніть процес стрімоподібного переключення триністора, які фізичні процеси на нього впливають?
7. Особливості відпирання симетричного тиристора при різній полярності прикладеної напруги.
8. За допомогою яких елементів обмежується струм включення?
9. Які параметри впливають на час переключення тиристорів?
10. що називається динистором?
11. Назвати параметри диністора. Охарактеризувати його вольт-амперну характеристику.
12. Охарактеризувати триністор.
13. Доповісти про симістор.
14. Доповісти про IGBT. Доповісти процес включення IGBT.

РОЗДІЛ VIII ВЛАСНІ ШУМИ КОМПОНЕНТІВ ЗАСОБІВ КІБЕРБЕЗПЕКИ ТА ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ

Струми і напруги в електричних колах завжди здійснюють невеликі хаотичні коливання, звані електричними флуктуаціями. Флуктуації настільки малі, що можуть бути виявлені лише при великому підсиленні. Після підсилення ці флуктуації при слуховому прийомі сигналів виявляються у вигляді шуму.

Назва «власні шуми» застосовують і тоді, коли сигнали не перетворюються у звукові коливання. Власні шуми визначають мінімальну (порогову) величину коливання, які ще можуть бути підсилені без спотворень і виявлені на фоні шуму. Якщо корисні сигнали слабкіші власних шумів, то прийом таких сигналів утруднений або навіть практично неможливий.

Теплові шуми зумовлені тепловим безладним (випадковим) рухом в обсязі провідника (або напівпровідника) вільних носіїв зарядів (наприклад, електронів). З рухом зарядів пов'язаний випадковий струм у провіднику.

У результаті на кінцях провідника, що має деякий опір, діє випадкова флуктуаційна ЕРС, звана шумовою ЕРС $E_{ш}$. Оскільки $E_{ш}$ – неперіодична функція часу, то її спектр є суцільним і практично рівномірним від нуля до сотень гігагерц. Шум з подібним рівномірним спектром називають білим. Діюче значення (середнє квадратичне) шумової ЕРС, що виникає в резисторі або у будьякому колі з опором R , визначається формулою Найквіста:

$$E_{ш} = \sqrt{4kTR\Delta f}$$

де:

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постійна Больцмана;

T – абсолютна температура;

Δf – шумова смуга частот, в межах якої необхідно враховувати спектральні складові шумів.

Власні шуми біполярних транзисторів.

Повний шум, що виникає у біполярному транзисторі, має кілька складових. Дробові шуми. Однією з причин виникнення власних шумів є флуктуації струму, що виникають при проходженні носіїв заряду через p - n -перехід внаслідок хаотичності їхнього теплового руху (дробовий ефект).

Діюче значення шумового струму емітерного переходу у смузі частот Δf дорівнює:

$$I_{ше} = \sqrt{2eI_e\Delta f}$$

де: $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд електрона;

I_e – струм емітера.

Дробовий шум має місце і в колекторному переході, але вплив його значно менший, оскільки він визначається лише зворотним струмом колекторного переходу $I_{кб0}$.

Шуми струморозподілу.

Шуми в транзисторі виникають також у процесі розподілу струму інжекції між колектором і базою. Значення шумового струму розподілу дорівнює:

$$I_{шр} = \sqrt{2e(1 - \alpha) \alpha I_e \Delta f}$$

Теплові шуми зумовлені тепловими флуктуаціями носіїв заряду, характерними для будь-якого резистора. Оскільки всі області транзистора мають деякий опір, то в них виникають шумові напруги. Так як опори емітерної і колекторної областей малі, то головну роль у створенні теплових шумів відіграє розподілений опір бази $r_{бг}$. Значення цієї напруги можна знайти за формулою Найквіста:

$$E_{ш} = \sqrt{4kTr_{бг}\Delta f}.$$

Енергія теплових шумів, дробових шумів і шумів струморозподілу рівномірно розподілена по частотному діапазону.

Шуми мерехтіння або надлишкові шуми.

У діапазоні низьких частот в напівпровіднику спостерігаються значні шуми, зумовлені флуктуаціями поверхневої провідності. Спектральні складові цих шумів пропорційні величині $1/f$, тобто збільшуються зі зменшенням частоти f . Тому на середніх частотах порядку декількох кілогерц, їхній вплив порівняно з дробовими і тепловими шумами стає несуттєвим.

Власні шуми польових транзисторів.

Основним джерелом шумів польового транзистора є теплові шуми, зумовлені опором струмопровідного каналу. На низьких частотах, як і у біполярних транзисторів, існують шуми мерехтіння, зумовлені нестабільністю властивостей поверхні провідності. Рівень шумів у польових транзисторів значно нижчий, ніж у біполярних транзисторів. Власні шуми створюються і у напівпровідникових діодах, що доводиться враховувати при використанні діодів у перших каскадах приймачів надвисоких частот.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Що таке власний шум компонентів радіоелектронної апаратури?
2. Напишіть формулу Найквіста для шумовий електрорушійної сили і поясніть її.
3. Назвіть складові шуму в біполярному транзисторі.

4. Назвіть складові шумів у польовому транзисторі.
5. На що впливає рівень шумів компонентів радіоелектронної апаратури?
6. У яких транзисторах - біполярних або польових рівень шумів менше?

ЛІТЕРАТУРА

1. Котенко А.М. Конспект лекцій для студентів спеціальності 123 “Комп’ютерна інженерія” з дисципліни “Цифрова обробка сигналів”. - К.: КНУБА, 2023 – 96 с.
2. <https://uk.wikipedia.org/wiki/%D0%A4%D0%BE%D1%82%D0%BE%D1%80%D0%B5%D0%B7%D0%B8%D1%81%D1%82%D0%BE%D1%80>
3. <https://uk.wikipedia.org/wiki/%D0%A2%D0%B5%D1%80%D0%BC%D0%BE%D1%80%D0%B5%D0%B7%D0%B8%D1%81%D1%82%D0%BE%D1%80>
4. <https://www.makerspaces.com/basic-electronics/>
5. Котенко А.М. Застосування дискретного перетворення Фур’є у технічних системах охорони. Сучасний захист інформації. Київ: ДУТ, 2023. № 2(54) 2023. С. 29 - 34.
6. Матвієнко М.П. Промислова електроніка Ліра-К., 2020, 424 с.
7. <https://www.electronics-tutorials.ws/>
8. https://www.clear.rice.edu/elec201/Book/basic_elec.html
9. Матвієнко М.П. Основи електротехніки та електроніки Ліра-К., 2021, 504 с.
10. <https://www.electronicshub.org/tutorials/>
11. <https://www.open-electronics.org/>

ДОДАТКИ

ФІЗИЧНІ ВЕЛИЧИНИ ТА ЇХ ОДИНИЦІ

Фізична величина

Фізичною величиною називається властивість, спільна в якісному відношенні у багатьох матеріальних об'єктів та індивідуальна в кількісному відношенні у кожного з них.

В цьому визначенні необхідно звернути увагу на дві його особливості :

1) Фізична величина – це одна властивість певної множини об'єктів матеріального світу, яка є якісною узагальненою характеристикою всіх об'єктів цієї множини;

2) Індивідуальність цієї властивості полягає в тому, що вона може бути виміряна, тобто має кількісне значення, притаманне кожному окремому об'єкту множини.

Звідси також зрозуміло, що для характеристики одного і того ж об'єкту, який має багато різних властивостей, необхідно використовувати і відповідну кількість фізичних величин. Наприклад, один і той же об'єкт може мати такі різні властивості, як довжина, маса, об'єм та ін.

Фізичні величини в науці і техніці займають надзвичайно важливе місце, оскільки тільки з їх введенням і використанням з'являється можливість досліджувати фізичні процеси, явища, матеріальні об'єкти, тощо.

Головною рисою фізичних величин є їх вимірюваність. Іншими словами, всі властивості матеріальних об'єктів, які можна виміряти, необхідно відносити до фізичних величин.

Саме вимірюваність фізичних величин і визначає їх особливе місце в науці і техніці, оскільки без вимірювань розвиток науки і техніки уявити неможливо.

З іншого боку, якщо існують фізичні величини, то, згідно з логікою, повинні бути і нефізичні величини.

До таких величин можуть бути віднесені ті властивості фізичних об'єктів, виміряти які об'єктивно неможливо. Наприклад, як виміряти розум людини, її релігійність, патріотизм, і т. п.

Для зручності користування фізичні величини розрізняють за родом, розміром, розмірністю, найменуванням, позначенням, їх об'єднують в системи. Все це регламентується міжнародними угодами, а також державними стандартами та іншими нормативними документами системи забезпечення єдності вимірювань.

Рід фізичної величини

Родом фізичної величини називають її якісну означеність.

За родом фізичні величини поділяються на однорідні і неоднорідні.

До однорідних відносяться фізичні величини, які мають одну й ту саму спільну властивість і відрізняються між собою тільки кількісно. Наприклад, довжина, діаметр, товщина, висота відносяться до одного роду – “довжина”; швидкість руху автомобіля, швидкість поширення звуку відносяться до одного роду – “швидкість”.

До неоднорідних відносяться фізичні величини, якими визначаються різні властивості навіть одного і того ж об’єкта.

Так, неоднорідними є такі фізичні величини, як частота і період коливань, сила струму і напруга, довжина шляху і швидкість, з якою він пройдений.

Якщо виникають сумніви в тому, однорідні це фізичні величини чи неоднорідні, то тоді необхідно визначити одиниці їх вимірювання, оскільки однорідні фізичні величини вимірюються в одних і тих же одиницях, а неоднорідні – в різних.

Однорідні фізичні величини необхідно позначати однаковими літерами, а розрізняти їх за допомогою індексів. Наприклад, U_1 , U_2 , U_3 – напруги в різних електричних колах – однорідні фізичні величини.

Неоднорідні фізичні величини позначаються різними літерами. Наприклад, F – частота, T – період, U – напруга, I – сила струму – неоднорідні фізичні величини.

Розмір і значення фізичної величини

Розміром фізичної величини називається її кількісний вміст в даному об’єкті.

Іншими словами, розміром фізичної величини є кількісний вміст в даному матеріальному об’єкті властивості, що відповідає поняттю “фізична величина”. Звідси стає зрозумілим, що не можна використовувати термін “величина” як кількісну характеристику даної властивості, наприклад, величина потужності, напруги, маси. Тут треба застосовувати вирази “значення напруги” або “розмір маси”, так як і “потужність”, і “маса”, і “напруга” самі по собі вже є фізичними величинами.

Розмір фізичної величини існує об’єктивно, незалежно від того, знаємо ми його чи не знаємо, можемо виміряти чи не можемо.

Метою вимірювання і є числове визначення розміру фізичної величини. Важливо звернути увагу на те, що один і той же розмір фізичної величини може мати різне числове значення, оскільки воно залежить від вибраної одиниці вимірювання. Так, наприклад, потужність генератора може бути 100 Вт або 0,1 кВт.

Оцінкою розміру фізичної величини X , як показано в (1), є добуток числа q і однойменної одиниці фізичної величини.

Оскільки розмір фізичної величини не залежить від вибраного розміру одиниці, то числове її значення буде тим більше, чим менший розмір вибраної одиниці вимірювання.

Значення фізичної величини – її відображення у вигляді числового значення з позначенням одиниці вимірювання. Воно є результатом закінченого вимірювання.

Розмірність фізичної величини

Розмірність фізичної величини – вираз, що відображає її зв'язок з основними величинами прийнятої системи.

Системою фізичних величин називається сукупність величин, пов'язаних між собою певними залежностями.

В кожній системі є декілька незалежних основних фізичних величин.

Всі інші фізичні величини системи визначаються через основні і називаються похідними.

Кожній основній фізичній величині відповідає своя розмірність, яка позначається однією літерою (символом), наприклад: L – довжина, M – маса, T – час, I – сила струму, $\cup$ – термодинамічна температура, N – кількість речовини, J – сила світла.

За міжнародним стандартом ISO 31/0-74, розмірність похідної величини X в загальному вигляді визначається як добуток розмірностей основних величин, піднесених до відповідних степенів :

$$\dim X = L^{\langle} M^{\otimes} T^{\odot} I^{\text{tm}} \cup^{\Sigma} N^{\lfloor} J^{\rfloor} , \quad (1)$$

де:

$\dim$ – знак розмірності (скорочення англійського слова dimension - розмірність);

$\langle, \otimes, \odot, \text{tm}, \Sigma, \lfloor, \rfloor$ – показники степенів цілі (від'ємні або додатні) числа.

Коефіцієнти пропорційності у виразі (1) завжди приймаються рівними одиниці.

Дуже часто найменування одиниці фізичної величини помилково називають її розмірністю.

Наприклад, у виразі 100 м/с поряд з числом вказано найменування одиниці фізичної величини – “швидкості”.

Розмірність “швидкості” визначається так :

$$\dim v = \text{dims}/t = L T^{-1}$$

За допомогою розмірності легко перевірити правильність написання формул, що зв'язують різні фізичні величини.

Наприклад, треба перевірити справедливості виразів

$$s = v t \quad (2)$$

$$s = v^2/g , \quad (3)$$

де:

g – прискорення вільного падіння.

$$\dim s = \dim v t = \frac{L}{T} T = L.$$

$$\dim s = \dim v^2/g = \frac{L^2}{T^2} \frac{T^2}{L} = L$$

Розмірності співпали, тобто вирази (2) і (3) справедливі.

Контроль розмірності базується на такому правилі : рівняння записано правильно, якщо розмірності його правої і лівої частини однакові.

Безрозмірнісні фізичні величини

Розмірнісними фізичними величинами називають такі величини, в розмірностях яких розмірність хоча б однієї з основних величин піднесено до степені, що не дорівнює нулю.

Якщо ж у виразі розмірності показники степені основних одиниць дорівнюють нулю, то такі фізичні величини є безрозмірнісними. Наприклад, безрозмірнісними величинами є всі відносні величини, такі як коефіцієнт трансформації, коефіцієнт корисної дії та ін.

Так, коефіцієнт трансформації напруги $K_U = U_2/U_1$.

Тоді

$$\dim K_U = L^2 M T^{-3} I^{-1} / L^2 M T^{-3} I^{-1} = L^0 M^0 T^0 I^0 = 1$$

Добезрозмірнісних необхідних і необхідних логарифмічних величин, такі як рівень звуку, рівень ослаблення, коефіцієнт підсилення та ін.

Необхідно визначити, що однієї з розмірностей можуть мати фізичні величини, що відрізняються між собою якісно, такі записом рівняння, що їх визначає. Наприклад, одну і ту ж розмірність має робота, що визначається за формулою $A = F l$, і кінетична енергія $E_K = m v^2 / 2$, тобто $\dim A = \dim E_K = L^2 M T^{-2}$.

Найменування і позначення фізичних величин

Найменування фізичних величин повинні відповідати науково-технічним термінам, які встановлені державними стандартами на терміни і визначення, а також рекомендаціям міжнародної організації зі стандартизації (ISO).

Важливе значення для практичного застосування фізичних величин мають їх умовні літерні позначення. Бажано, щоб кожна фізична величина мала окреме літерне позначення. Але велика кількість фізичних величин призводить до того, що нерідко одні і ті ж позначення (літери) застосовуються для позначення різних фізичних величин. Проте в одному і тому ж тексті забороняється використовувати одні й ті ж літери для позначення різних величин, або різні літери для позначення тієї ж самої величини.

Як правило, для позначення фізичних величин застосовуються літери латинського і грецького алфавітів (додаток 2). Основні переваги цих літер полягають

в тому, що вони суттєво відрізняються в тексті від літер українського алфавіту і поширені у більшості країн світу.

У позначеннях фізичних величин часто використовується індексація в одних і тих же літерних позначеннях.

Найменування і найбільш поширені позначення фізичних величин, що використовуються в різних галузях науки і техніки, наведені в табл. 1.

Таблиця 1

Найменування величини	Позначення	
	основне	запасне
1	2	3
<i>Електрика, магнетизм</i>		
Вектор Пойтінга	S	Π
Відношення кількості витків	n	α
Довжина електромагнітної хвилі	λ	
Добротність	Q	
Енергія електромагнітна	W	
Ємність електрична	C	
Заряд електричний	Q	
Зсув фаз	Π	
Індуктивність взаємна	M	L_{mn}
Індуктивність власна	L	
Індукція магнітна	B	
Кількість витків	N	w
Коефіцієнт трансформації	n	
Коефіцієнт трансформації напруги	K_U	
Коефіцієнт трансформації струму	K_I	
Напруга електрична	U	
Напруженість електричного поля	E	
Напруженість магнітного поля	H	
Опір електричний	R	r
Опір електричний питомий	γ	
Опір електричний повний	Z	
Опір електричний реактивний	X	x
Період коливальний	T	
Потенціал електричний	V	Π
Потік магнітний	Φ	
Потужність	P	
Потужність повна	S	P_s
Потужність реактивна	Q	P_Q
Провідність електрична активна	J	
Проникність діелектрична абсолютна	Σ_ζ	Σ
Проникність магнітна абсолютна	μ_ζ	μ
Різниця електричних потенціалів	V	
Сила електрорушійна	E	
Сила струму	I	

Частота коливань електричної чи магнітної величини	f	$\}$
Частота коливань електричної чи магнітної величини, кутова	w	$\wedge$
Швидкість поширення електромагнітних хвиль	C	
Швидкість поширення електромагніт-них хвиль у вакуумі	C_0	
<i>Кінематика</i>		
1	2	3
Кут плаский	$\sphericalangle, @, \odot$	
Кут тілесний	$\wedge$	$\lceil$
Довжина	l	
Ширина	b	
Висота, глибина	h	
Товщина	d, s	
Радіус	r	
Діаметр	d	
Довжина шляху	s	
Площа поверхні	A	S
Об'єм	V	
Час	t	
Період, тривалість періоду	T	
Швидкість кутова	w	$\wedge$
Швидкість лінійна	v	
Прискорення лінійне	a	
Прискорення вільного падіння	g	
Коефіцієнт корисної дії	$/$	
Маса	m	
Густина	$\rangle$	
Сила	F, G	P
Сила тяжіння (вага)	g	P, W
Момент сили	M	
Тиск	P	
Робота	w	A
Енергія	E, w	
Абсолютна температура	$\cup$	T
Температура (за Цельсієм)	$\cup$	t
Кількість теплоти	Q	
Температурний коефіцієнт	$\sphericalangle$	
Теплопровідність	$\lceil$	k
Теплоємність	C	
Питома теплоємність	c	
<i>Випромінювання</i>		
Енергія випромінювання	Q, W	Q_e, U
Потужність випромінювання	Φ, P	Φ_e
Інтенсивність випромінювання	I	I_e
Опроміненість	E	E_e
<i>Світло</i>		

Сила світла	I	I_V
Світловий потік	Φ	Φ_V
Світлова енергія	Q	Q_V
Яскравість	L	L_V
Світність	M	M_V
Освітленість	E	E_V

В табл. 1 не відображено векторний характер деяких величин. В друкованій продукції векторний характер величин позначається напівжирним шрифтом, наприклад, H – вектор напруженості магнітного поля. Допускається також для позначення векторного характеру величин зверху літери ставити стрілку, наприклад, $\vec{H}$.

Запасні позначення використовуються тоді, коли основні позначення вжити з якихось причин неможливо (наприклад, коли виникають непорозуміння внаслідок позначення різних величин однією і тією самою літерою).

Одиниці фізичних величин

Одиницею фізичної величини називається фізична величина певного розміру, прийнята за угодою для кількісного відображення однорідних з нею величин.

Система одиниць (фізичних величин) – це сукупність одиниць певної системи фізичних величин.

В 1960 р., в Парижі, Генеральна конференція з мір та ваг (ГКМВ) установила шість основних (метр, кілограм, секунда, ампер, градус Кельвіна і кандела), дві додаткові (радіан і стерadian) і двадцять сім перших похідних одиниць системи, якій було присвоєно назву System International d'Unites (Міжнародна система одиниць), скорочена назва SI.

В Україні запровадження SI регламентовано ДСТУ 3651.0-97. “Основні одиниці фізичних величин Міжнародної системи одиниць” і ДСТУ 3651.1-97. “Похідні одиниці фізичних величин Міжнародної системи одиниць та позасистемні одиниці”.

Основні переваги SI :

- універсальність (одиниці SI охоплюють різні галузі науки, техніки, народного господарства і є єдиною системою, придатною для всіх потреб вимірювання);
- конкретність (кожна похідна одиниця пов’язана з іншими одиницями системи рівнянням, в якому числовий коефіцієнт дорівнює одиниці);
- скорочення кількості одиниць, необхідних для практики вимірювань;
- можливість утворення в міру необхідності нових похідних одиниць.

В стандарті наведені :

- основні одиниці;
- додаткові одиниці;
- приклади похідних одиниць;

- позасистемні одиниці, які допускаються до застосування нарівні з одиницями

SI;

- одиниці, що тимчасово допускаються до застосування;
- множники та приставки для утворення десяткових кратних і часткових одиниць та їх найменування;
- співвідношення деяких позасистемних одиниць з одиницями SI.

Основні одиниці фізичних величин системи SI

Основні одиниці SI, їх найменування, розмірність, позначення міжнародне і українське, приведені в табл. 2.

Таблиця 2

Найменування	Розмірність	Позначення	
		міжнародне	українське
Метр	L	m	м
Кілограм	M	kg	кг
Секунда	T	s	с
Ампер	I	A	А
Кельвін	$\mathcal{U}$	K	К
Кандела	J	cd	кд
Моль	N	mol	моль

Примітки:

1. Одиниця “моль” введена в SI в 1971 р.
2. Крім температури Кельвіна, яка позначається літерою T , допускається застосовувати температуру Цельсія : $t = T - T_0$, де t - температура Цельсія, $T_0 = 273,15\text{K}$ (за визначенням).

Температура Кельвіна виражається в кельвінах (позначення – K), температура Цельсія – в градусах Цельсія (позначення – $^{\circ}\text{C}$).

За розміром градус Цельсія дорівнює кельвіну і тому різницю температур можна визначати як в градусах Цельсія, так і в кельвінах.

Метр – одиниця довжини, дорівнює відстані, яку проходить у вакуумі плоска електромагнітна хвиля за $1/299792458$ частку секунди. Відносна похибка еталону метра $10^{-9} \dots 10^{-11}$.

Кілограм - одиниця маси, дорівнює масі міжнародного прототипу кілограма (І ГКМВ, 1889 р. і ІІ ГКМВ, 1901 р.), який зберігається у Франції.

Секунда - одиниця часу, дорівнює 9192631770 періодам випромінювання, яке відповідає переходу між двома надтонкими рівнями основного стану атома цезію -133 (XVIII ГКМВ, 1967 р.).

Ампер – одиниця сили струму, дорівнює силі незмінного струму, який під час проходження по двох паралельних прямолінійних провідниках нескінченної довжини та нескінченно малого кругового поперечного перерізу, розміщених у вакуумі на

відстані 1 м один від одного, зумовив би на кожній ділянці провідника завдовжки 1 м силу взаємодії, що дорівнює $2 \cdot 10^{-7} \text{Н}$ (IX ГКМВ, 1948р.).

Кельвін – одиниця термодинамічної температури, дорівнює $1/273,16$ частини термодинамічної температури потрійної точки води (XIII ГКМВ, 1967р.).

Потрійна точка води – це така її температура, при якій рідкий, твердий і газоподібний стан води одночасно знаходяться в рівновазі один з одним. Температурі потрійної точки води присвоєно значення $273,16 \text{ К}$.

Моль – одиниця кількості речовини, дорівнює кількості речовини системи, яка містить стільки ж структурних елементів, скільки міститься атомів у вуглеці-12 масою $0,012 \text{ кг}$ (XIV ГКМВ, 1971 р.).

Моль – розрахункова одиниця і еталону для її відтворення не існує. При застосуванні моля структурні елементи мають бути визначені заздалегідь. Це можуть бути атоми, молекули, іони, електрони та інші частинки або їх групи.

У визначенні моля не вказано число структурних елементів, які містяться в системі з кількістю речовини в 1 моль. Прийнято вважати його рівним числу Авогадро (на 1980 р.).

$$N_A = 6,022045(31) \cdot 10^{23} \text{ моль}^{-1}$$

Кандела – одиниця сили світла, дорівнює силі світла у напрямку джерела, що висилає монохроматичне випромінювання частотою $540 \cdot 10^{12} \text{ Гц}$, енергетична сила світла якого у цьому напрямку становить $1/683 \text{ Вт/ср}$ (XVI ГКМВ, 1979 р.). Найменування “кандела” походить від латинського слова *candela*, що означає “свіча”.

До 1995 р. крім семи основних одиниць SI застосовувались і дві додаткові одиниці – радіан (одиниця плоского кута) і стерadian (одиниця тілесного кута). Їх назви і позначення приведені в табл. 3.

Таблиця 3

Фізична величина		Одиниця фізичної величини		
Найменування	Розмірність	Найменування	Позначення	
			міжнародне	українське
Плaskий кут	-	Радіан	rad	рад.
Тілесний кут	-	Стерadian	sr	ср.

Зараз ці одиниці віднесено до безрозмірнісних похідних величин.

Похідні одиниці фізичних величин

Похідні одиниці утворюються із основних одиниць. Шістнадцятьом з них присвоєні спеціальні найменування в честь великих вчених. Найменування інших одиниць утворено з використанням найменувань основних і спеціальних одиниць.

Спеціальні найменування мають одиниці світлового потоку – люмен, і освітленості – люкс.

В табл. 4 приведені найменування і позначення похідних одиниць SI, які знайшли досить широке застосування в навчальних закладах зв’язкового профілю.

Таблиця 4

Фізична величина		Одиниця фізичної величини		
Найменування	Розмірність	Найменування	Позначення	
			міжнародне	українське
1	2	3	4	5
Частота	T^{-1}	герц	Hz	Гц
Сила, вага	$LM T^{-2}$	ньютон	N	Н
Тиск, механічна напруга, модуль пружності	$L^{-1}MT^{-2}$	паскаль	Pa	Па
Енергія, робота, кількість теплоти	L^2MT^{-2}	джоуль	J	Дж
Потужність, потік енергії	L^2MT^{-3}	ват	W	Вт
Електричний заряд	TI	кулон	C	Кл
Електрична напруга, потенціал, різниця потенціалів, електрорушійна сила	$L^2MT^{-3}I^{-1}$	вольт	V	В
Електрична ємність	$L^{-2}M^{-1}T^4I^2$	фарад	F	Ф
1	2	3	4	5
Електричний опір	$L^2MT^{-3}I^{-2}$	ом	Ω	Ом
Електрична провідність	$L^{-2}M^{-1}T^3I^2$	сіменс		См
Потік магнітної індукції, магнітний потік	$L^2MT^{-2}I^{-1}$	вебер	Wb	Вб
Густина магнітного потоку, магнітна індукція	$MT^{-2}I^{-1}$	тесла	T	Тл
Індуктивність, взаємна індуктивність	$L^2MT^{-2}I^{-2}$	генрі	H	Гн
Світловий потік	J	люмен	lm	лм
Освітленість	$L^{-2}J$	люкс	lx	лк
Активність радіонукліда	T^{-1}	бекерель	Ba	бк

Поглинута доза випромінювання	L^2T^{-2}	грей	Gy	Гр
Еквівалентна доза випромінювання	L^2T^{-2}	зіверт	Sv	Зв
Площа	L^2	квадратний метр	m^2	m^2
Об'єм, місткість	L^3	кубічний метр	m^3	m^3
Швидкість	LT^{-1}	метр за секунду	m/s	м/с
Кутова швидкість	T^{-1}	радіан за секунду	rad/s	рад/с
Прискорення	LT^{-2}	метр за секунду в квадраті	m/s^2	m/c^2
Напруженість магнітного поля	$L^{-1}I$	ампер на метр	A/m	А/м
Напруженість електричного поля	$LMT^{-3}I^{-1}$	вольт на метр	V/m	В/м

В табл. 5 приведені позасистемні одиниці, що допускаються до застосування нарівні з одиницями SI, а також ті, що тимчасово допускаються до використання.

Таблиця 5

Фізична величина	Одиниця фізичної величини			
Найменування	Найменування	Позначення		Співвідношення з одиницею SI
		міжнародне	українське	
Маса	тонна	t	Т	10^3 кг
Час	хвилина	min	хв	60 с
	година	h	год	3600 с
Плаский кут	градус	$\dots^0$	$\dots^0$	$(\pi/180)$ рад
	мінута	$\dots 2$	$\dots 2$	$(\pi/10800)$ рад
	секунда	$\dots 22$	$\dots 22$	$(\pi/648000)$ рад
Об'єм, місткість	літр	l	л	10^{-3} м ³
Площа	гектар	ha	га	10^4 м ²
Довжина*	морська миля	mile	миля	1852 м
Маса*	карат	carat	кар	$2 \oplus 10^{-4}$ кг
	центнер	q	ц	10^2 кг
Швидкість*	вузол	kn	вуз	0,514 (4) м/с
Тиск	бар	bar	бар	10^5 Па
Енергія	електрон-вольт	eV	eB	$1,6 \oplus 10^{-19}$ j
Повна потужність	вольт-ампер	VA	ВА	
Реактивна потужність	вар	var	вар	

Кратні та часткові одиниці фізичних величин

На практиці дуже часто зручно застосовувати десяткові кратні і часткові одиниці, які утворюються за допомогою множників 10^n , де n – ціле додатне або від’ємне число.

Кратними називають одиниці, які в ціле число разів більші за одиниці, від яких вони утворюються, частковими - одиниці, які в ціле число разів менші за одиниці, від яких вони утворюються.

Множники та приставки для утворення найменувань десяткових кратних і часткових одиниць наведено в табл. 6.

Таблиця 6

Множник	Приставка	Позначення	
		міжнародне	українське
10^{18}	екса	E	Е
10^{15}	пета	P	П
10^{12}	тера	T	Т
10^9	гіга	G	Г
10^6	мега	M	М
10^3	кіло	k	к
10^2	гекто	h	г
10^1	дека	da	да
10^{-1}	деци	d	д
10^{-2}	санти	c	с
10^{-3}	мілі	m	м
10^{-6}	мікро	μ	мк
10^{-9}	нано	n	н
10^{-12}	піко	p	п
10^{-15}	фемто	f	ф
10^{-18}	атто	a	а

Треба знати, що :

- при утворенні десяткових кратних і часткових одиниць не дозволяється приєднувати до найменування одиниці двох і більше приставок;
- приставку слід писати разом з найменуванням одиниці. Наприклад, гігагерц (ГГц), мегаом (Мом), кілометр (км), мілівольт (мВ);
- з різних кратних чи часткових одиниць вибирають таку, щоб числове значення величини лежало в межах від 0,1 до 1000;
- під час розрахунків усі величини бажано виражати в одиницях SI, замінюючи приставки степенями числа 10.

Позасистемні одиниці фізичних величин

В табл. 7 наведені найменування, позначення та співвідношення деяких позасистемних одиниць, які поступово вилучаються з обігу відповідно до офіційних заходів кожної країни щодо переходу до застосування SI.

Таблиця 7

Фізична величина	Одиниця фізичної величини			
Найменування	Найменування	Позначення		Співвідношення з одиницею SI
		міжнародне	українське	
Довжина	ангстрем	А	А	10^{-10} м
	мікрон	μ	мк	10^{-6} м
Площа	ар	а	а	100 м^2
Маса	центнер	ц	ц	100 кг
Сила	дина	dyn	дин	10^{-5} Н
Робота	ерг	erg	ерг	10^{-7} Дж
Потужність	кінська сила		к. с.	735,499 Вт
Кількість теплоти	калорія	cal	кал	4,1868 Дж
Поглинута доза випромінювання	рад	rad	рад	0,01 Гр
Еквівалентна доза випромінювання	бер	rem	бер	0,01 Зв
Активність нукліда у радіоактивному джерелі	кюрі	Ci	Ki	$3,7 \oplus 10^{10}$ Бк

Правила написання значень фізичних величин

1. Позначення одиниці застосовується після числового значення величини і поміщається в одному з ним рядку. Між останньою цифрою числа і позначенням одиниці обов'язково слід залишати пропуск (220 В, 36,6 °С, 100 %). Позначення ж кутів у вигляді знаків пишуться без пропусків (40° , 3222).

2. Не дозволяється поруч з формулою в одному рядку поміщати позначення одиниці. Треба, наприклад, писати так :

$$v = s/t ,$$

де v – швидкість, м/с; s – шлях, м; t – час, с.

3. При використанні похилої риски добуток одиниць у знаменнику необхідно брати в дужки, наприклад, Вт/($\text{м}^2 \oplus \text{К}$).

4. У кінці позначень одиниць не можна вживати крапку за винятком випадків скорочення слів, які не є найменуванням одиниць.

Треба писати, наприклад, 1кВт, 760 ммрт. ст. Помилковим є такий запис: 1 кВт., 760 мм. рт. ст.

5. При написанні значення фізичної величини з допустимими відхиленнями (похибками) числові значення величини треба писати в дужках і після них позначення одиниці, або проставляти позначення одиниці двічі :

(60,14 ± 0,23) Ом; 60,14 Ом ± 0,23 Ом.

Остання цифра допустимого відхилення (похибки) повинна бути того ж розряду, що і остання цифра числа, стосовно якого вказано відхилення (табл. 8).

Таблиця 8

Правильно	Неправильно
46,0 м ± 0,1 м	46м ± 0,1м
(46,0 ± 0,1) м	(46 ± 0,1) м
13,16 А ± 0,24 А	13,2А ± 0,24А
(13,16 ± 0,24) А	(13,2 А ± 0,24) А

6. При визначенні інтервалів числових значень фізичних величин їх одиниці необхідно приводити тільки один раз після останньої цифри.

Наприклад, від 220 до 240 В; 1,5; 2,5; 3,0; 5,0 А; 4х5х10 мм.

Розмірність одиниць фізичних величин

З п.2.4 та п. 2.8 можна зробити висновок, що розмірності фізичних величин і їх одиниць співпадають. Однак розмірності одиниць можуть бути подані і так :

$$\dim[X] = a_1^{\langle 1 \rangle} \oplus a_2^{\langle 2 \rangle} \oplus \dots \oplus a_n^{\langle n \rangle},$$

де $\dim[X]$ - розмірність одиниці величини X,

$a_1, a_2, \oplus \dots a_n$ – позначення основних одиниць системи SI,

$\langle 1, \langle 2, \oplus \dots \langle n$ - цілі додатні або від'ємні числа.

Приклади запису деяких одиниць фізичних величин приведено в табл. 9.

Таблиця 9

Одиниці фізичної величини		
Найменування	Позначення	Розмірність
Швидкість	□v□	м⊕с ⁻¹
Сила струму	□А□	А
Електрична напруга	□V□	м ² ⊕кг⊕с ⁻³ ⊕А ⁻¹
Електричний заряд (кулон)	□Кл□	с⊕А
Електрична ємність (фарад)	□Ф□	м ⁻² ⊕кг ⁻¹ ⊕с ⁴ ⊕А ²

Розмірності одиниць дозволяють швидко перевірити математичні формули фізичних законів. У кожному математичному рівнянні, яким описується фізичний закон чи закономірність, розмірності правої і лівої частин повинні співпадати. Аналіз розмірностей інколи допомагає виявити характер досліджуваних фізичних закономірностей.

Логарифмічні і відносні одиниці

В науці і техніці досить поширені відносні, логарифмічні величини та їх одиниці, приведені в табл. 10. З їх допомогою зручно визначати посилення й ослаблення електричних сигналів, коефіцієнти модуляції, гармонік та ін.

Таблиця 10

Найменування	Визначення	Позначення	
		міжнародне	українське
бел	$1 \text{ Б} = \lg(P_2/P_1)$ при $P_2/P_1 = 10$; $1 \text{ Б} = 2 \lg(F_2/F_1)$ при $F_2/F_1 = \sqrt{10}$	В	Б
децибел	$1 \text{ дБ} = 10 \lg(P_2/P_1)$ при $P_2/P_1 = 10^{0,1}$ $1 \text{ дБ} = 20 \lg(F_2/F_1)$ при $F_2/F_1 = 10^{0,05}$	db	дБ
октава	$1 \text{ окт} = \log_2(f_2/f_1)$ при $f_2/f_1 = 2$	-	окт
декада	$1 \text{ дек} = \lg(f_2/f_1)$ при $f_2/f_1 = 10$	-	дек
відсоток	10^{-2}	%	%
проміле	10^{-3}	‰	‰
мільйонна доля	10^{-6}	ppm	млн ⁻¹

В таблиці 10 позначено:
 P – енергетичні величини (потужність, енергія та ін.);
 F – силові величини (напруга, сила струму та ін.);
 f – частоти.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ ДЛЯ САМОПЕРЕВІРКИ

1. Дати визначення фізичної величини. Чим відрізняється фізична величина від нефізичної?
2. Що таке розмірність фізичної величини і для чого її треба знати?
3. Привести приклади назв і позначень 10...12 фізичних величин, що використовуються в електротехніці і радіотехніці.
4. Дати визначення одиниці фізичної величини. Як створюються системи одиниць фізичних величин?
5. Назвати основні і додаткові одиниці фізичних величин міжнародної системи SI.
6. Привести приклади назв і позначень одиниць SI, що використовують в галузі телекомунікацій.
7. Як утворюються кратні та часткові одиниці фізичних величин? Назвати множники і приставки таких одиниць.
8. Які є правила написання та застосування позначень одиниць фізичних величин?
9. Коли зручно користуватись логарифмічними одиницями? Що таке 1 дБ? Що таке 1 октава? Що таке 1 декада? Що таке 1 непер?

10. Назвати 5...6 позасистемних одиниць, що застосовуються нарівні з одиницями SI.

