

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
„КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ”
КАФЕДРА АВТОМАТИКИ ТА УПРАВЛІННЯ У ТЕХНІЧНИХ
СИСТЕМАХ

Конспект лекцій
з дисципліни «Комп’ютерна електроніка»
Кредитний модуль «Електроніка і мікросхемотехніка»
Розділ «Елементна база комп’ютерної електроніки та аналогові
електронні пристрої»

Київ НТУУ “КПІ” 2011

Конспект лекцій з дисципліни «Комп'ютерна електроніка», кредитний модуль «Електроніка і мікросхемотехніка» розділ «Елементна база комп'ютерної електроніки та аналогові електронні пристрої» для студентів напряму підготовки 6.050201 «Системна інженерія» кафедри Автоматики та управління у технічних системах / Укл.: А.О. Новацький– К: НТУУ „КПІ”, 2011 – 308с.

Укладач: А.О. Новацький
Відповідальний за випуск: Л.Ю. Юрчук
Рецензенти: А.Ю.Дорошенко, О.А.Чемерис

ЗМІСТ

ВСТУП.....	4
СПИСОК СКОРОЧЕНЬ	7
ЛЕКЦІЯ 1 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ	11
ЛЕКЦІЯ 2 ТРАНЗИСТОРИ.....	62
ЛЕКЦІЯ 3 ТИРИСТОРИ. ЕЛЕМЕНТИ ОПТОЕЛЕКТРОНІКИ. МІКРОЕЛЕКТРОНІКА.....	97
ЛЕКЦІЯ 4 ПІДСИЛЮВАЧІ ЗМІННОГО СТРУМУ.....	136
ЛЕКЦІЯ 5 ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ.....	213
ЛЕКЦІЯ 6 ЕЛЕКТРИЧНІ ФІЛЬТРИ	255
СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	306

ВСТУП

В сучасних системах автоматики та керування використовують головним чином електричні сигнали, для яких характерні висока швидкість їх обробки, простота формування і передачі на великі відстані, широкий діапазон струмів та напруг (від долей мікроампер і мікрвольт до тисяч ампер і сотень кіловольт), простота перетворення електричної енергії у інші види (теплову, механічну, світлову).

Зміст інформації, яка передається за допомогою цих сигналів, перетворюється (модулюється або кодується) у їх електричні або часові параметри, а потім демодулюється або декодується, тобто перетворюється у фізичні впливи на об'єкти керування (нагрів, пересування, обертання) або в зручні для візуального зчитування форми (пересування стрілки вимірювальних приладів, цифри і символи інформаційних табло).

В процесі формування, передачі і обробки електричні сигнали підлягають різноманітним перетворенням: підсиленню, фільтрації для усунення спотворень та захисту від завад, формуються за формою, амплітудою або тривалістю. Для цього використовують електронні пристрої, які складаються з електронних елементів та пасивних електричних ланцюгів (резисторів, конденсаторів, котушок індуктивності), які призначені для зв'язку окремих електронних елементів або виконують самостійні функції перетворення електричних сигналів.

Характеристики електронних пристроїв визначаються характеристиками їх електронних елементів. Завдяки їх унікальним особливостям, формування, обробка та перетворення електричних сигналів можуть здійснюватися з частотою у десятки та сотні мегагерц, рівень сигналу може бути підсилено від частки мікрвольт до сотень вольт, а його потужність – від частки нановат до сотень кіловат. За допомогою електронних цифрових і цифро - аналогових пристроїв над електричними сигналами можна виконувати арифметичні і логічні операції, операції

диференціювання, інтегрування і перетворення практично за будь-яким математичним законом.

Роль електронних пристроїв автоматики і телемеханіки особливо зростає сьогодні в зв'язку з широким застосуванням мікропроцесорної техніки для переробки інформаційних сигналів та силових напівпровідникових приладів для перетворення електричної енергії.

Електронні елементи сучасних електронних пристроїв випускаються промисловістю двох видів:

- у вигляді окремих дискретних компонентів (діодів, транзисторів, тиристорів і т. ін.);
- у вигляді мікросхем (інтегральних схем), у яких в одному корпусі в один функціональний вузол об'єднано ряд окремих елементів, які виконані, як правило, на одному кристалі напівпровідника.

Елементи першого виду застосовуються передусім в силових ланцюгах автоматики, які найменш складні за схемотехнікою, розсіюють більшу кількість теплоти, мають більші габарити. Використовуються вони також у слабо точних ланцюгах для погодження окремих мікросхем, коригування характеристик деяких пристроїв та у випадках, коли застосування мікросхем з тих чи інших причин недоцільно.

Область використання елементів другого виду неупинно розширюється. Вони виконують все складніші функції, вміщують у себе все більше число окремих електронних елементів. Вершиною сучасного розвитку електроніки є створення в одному корпусі (на одному кристалі) програмованих електронних елементів – мікропроцесорних наборів і мікроЕОМ (мікроконтролерів), використання яких відкриває новий етап у розвитку усіх областей техніки, особливо автоматики.

Незалежно від ступеню складності мікросхем та широти функцій, які вони виконують, основу їх структури складають елементарні схеми, фізичні принципи і особливості роботи яких простіше та ефективніше

виявляються при моделюванні мікросхем за допомогою окремих дискретних електронних і електричних елементів. Це сприяє глибшому сприйняттю принципів побудови електронних пристроїв різного ступеню складності, дозволяє ефективніше і повніше використовувати їх якості, спрощує процес налаштування і пошук несправностей.

Подальший розвиток економіки України тісно пов'язаний з широкою автоматизацією та удосконаленням технологічних процесів на базі електроніки, обчислювальної та мікропроцесорної техніки.

В сучасних умовах спеціалісти різного профілю не можуть активно вдосконалювати технологічні процеси без достатньо глибоких знань основ електроніки, принципів побудови та функціонування пристроїв аналогової та цифрової схемотехніки, методів аналізу і розрахунку електронних пристроїв із заданими характеристиками.

Електронні пристрої поділяються на аналогові (безперервні) та дискретні (переривчасті), які, у свою чергу, поділяються на імпульсні та цифрові.

У конспекті розглядаються аналогові електронні елементи та пристрої.

Робота містить 6 лекцій, у яких розглянуто такі питання: напівпровідникові діоди; біполярні та польові транзистори; тиристори; оптоелектронні пристрої; класифікація та основні показники роботи підсилювачів; підсилювальні каскади змінного струму на біполярних та польових транзисторах; підсилювачі постійного струму; операційні підсилювачі (ОП); зворотні зв'язки у підсилювачах; підсилювальні каскади на основі ОП; підсилювачі потужності; генератори синусоїдних коливань; активні фільтри низьких, високих частот та смугові; випрямлячі та стабілізатори напруги живлення.

Сьогодні провідне місце на ринку електронних пристроїв та систем займає цифрова електроніка.

Однак повністю витіснити аналогову техніку цифрова не зможе. Фізичні процеси, від яких електронна підсистема отримує інформацію та якими керує в системах автоматики і керування, мають аналогову природу. Тому на вході та виході необхідні аналого-цифрові та цифро-аналогові перетворювачі.

Учебний матеріал цього розділу складається із шістьох лекцій.

Кожна лекція поділена на дві частини: основна частина, яка викладається протягом лекції, та частина лекції, яка вивчається студентом самостійно.

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ

А – анод
АЕ – (П) активний елемент (підсилювач)
АРП – автоматичне регулювання підсилення
АФ – активний фільтр
АЧХ – амплітудно-частотна характеристика
Б – база
БДЖ – безперервне джерело живлення
БЗЗ – багатопетлевий зворотний зв'язок
БТ – біполярний транзистор
В – виток
ВАХ – вольт-амперна характеристика
ВД – випрямний діод
ВЗЗ – від'ємний зворотний зв'язок
ВЧ – високочастотний
ГГСК – генератор гармонійних синусоїдних коливань
ГСК – генератор синусоїдних коливань
ДЖ – джерело живлення
ДЗЗ – додатний зворотний зв'язок
ДНКН – джерело напруги, що керується напругою
ДОН – джерело опорної напруги
ДП – диференціальний підсилювач
ДППС – диференціальний підсилювач постійного струму
ДТ – детектор
Е – емітер
ЕОМ – електронно-обчислювальна машина

ЕП – емітерний повторювач
ЕРС – електрорушійна сила
З – затвор
ЗГ – звуковий генератор
ЗЗ – зворотний зв’язок
ЗФ – загороджуючий фільтр
І – інвертуючий
ІАГ – ітрієво-алюмінієвий гранат
ІД – імпульсний діод
ІДЖ – імпульсне джерело живлення
ІК – інтегруюче коло
ІМС – інтегральна мікросхема
ІМС ОП – інтегральна мікросхема операційного підсилювача
ІС – інтегральна схема
ІСП – інтегратор сигналу похибки
ІЧ – інфрачервоний
К – колектор
КЕ – керуючий електрод
КЗ – коротке замикання
ККД – коефіцієнт корисної дії
КНП – керований напругою підсилювач
ЛД – лазерний діод
ЛСН – лінія статичного навантаження
МЕС – малосигнальна еквівалентна схема
МДМ – модулятор-демодулятор
МДН – метал-діелектрик-напівпровідник
МОН – метал-окисел-напівпровідник
МС – мікросхема
Н – неінвертуючий
НВЧ – надвисокочастотний
НД – напівпровідниковий діод
НП – навантажувальна пряма
НС – напівпровідниковий стабілітрон
НЧ - низькочастотний
ОП – операційний підсилювач
ОС – оптичне середовище
ОТ – одноперехідний транзистор
П - підсилювач
ПВЧ – підсилювач високої частоти
ПЗС – підсилювач змінного струму
ПНЧ – підсилювач низької частоти
ПП – підсилювач потужності
ППЕ – порівнюючий та підсилюючий елемент

ППС – підсилювач постійного струму
ПР – перетворювач рівня
ПТ – польовий транзистор
РЕ – регулюючий елемент
С – стік
СБ – спільна база
СВ – спільний витік
СД – світлодіод
СЕ – спільний емітер
СЗ – спільний затвор
СК – спільник колектор
СРС – самостійна робота студентів
СС – спільний стік
СФ – смуговий фільтр
СЧ – середньочастотний
Т – транзистор
ТД – тунельні діоди
ТКН – температурний коефіцієнт напруги
ФВЧ – фільтр верхніх частот
ФД – фотодіод
ФНЧ – фільтр нижніх частот
ФР – фоторезистор
ФТ – фототранзистор
ФТР – фототиристор
ФЧХ – фазо-частотна характеристика
ЧСЧ – частотно-селективний чотириполюсник

ТЕМА 1.1 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

ЛЕКЦІЯ 1 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

1 ЕЛЕКТРОННО-ДІРКОВИЙ (P-N) ПЕРЕХІД

1.1 Загальна характеристика

1.2 Фізичні процеси у р-п переході за відсутності зовнішнього електричного поля

1.3 Ефект випрямлення у р-п переході

1.3.1 Загальна характеристика

1.3.2 Зворотне включення р-п переходу

1.3.3 Пряме включення р-п переходу

1.3.4 Вольт-амперна характеристика (ВАХ) р-п переходу

1.4 Пробій р-п переходу

1.4.1 Загальна характеристика

1.4.2 Електричний (оборотний) пробій

1.4.3 Необоротний пробій р-п переходу

1.5 Температурні властивості р-п переходу

1.6 Частотні властивості р-п переходу

2 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ (НД)

2.1 Загальна характеристика

2.2 Випрямні діоди

2.3 Високочастотні та надвисокочастотні діоди (ВЧ і НВЧ діоди)

2.4 Імпульсні діоди (ІД)

2.5 Напівпровідникові стабілітрони (опорні діоди)

САМОСТІЙНА РОБОТА СТУДЕНТІВ (СРС)

1 ЕЛЕКТРОФІЗИЧНІ ВЛАСТИВОСТІ НАПІВПРОВІДНИКІВ

1.1 Енергетичні рівні електронів у атомі

1.2 Енергетичні стани електронів у твердому тілі

1.3	Електропровідність матеріалів
1.4	Розподіл електронів за квантовими станами
1.5	Фізичні властивості напівпровідників
1.6	Власна провідність напівпровідників
1.7	Домішкова провідність напівпровідників
2	ТУНЕЛЬНИЙ ЕФЕКТ У Р-N ПЕРЕХОДІ
3	ТУНЕЛЬНІ ДІОДИ
4	ВАРИКАПИ
5	ГЕТЕРОПЕРЕХІД
6	ПЕРЕХІД ШОТТКИ
7	ІМПУЛЬСНІ ДІОДИ
8	СТАБІЛІТРОНИ
9	ДВОАНОДНІ СТАБІЛІТРОНИ
	ПИТАННЯ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ
	ЛІТЕРАТУРА
	[1...11; 14...19; 21; 25; 26; 30; 33; 34]

1 ЕЛЕКТРОННО-ДІРКОВИЙ (P-N) ПЕРЕХІД

1.1 Загальна характеристика

Область, що розділяє напівпровідник на дві частини з різнотипною провідністю, називається електронно-дірковим переходом або р-n переходом. Він є основою більшості напівпровідникових приладів.

1.2 Фізичні процеси у р-n переході за відсутності зовнішнього електричного поля

При виготовленні р-n переходів концентрація атомів донорної домішки у n-області складає близько $N_D = 10^{15} \text{ см}^{-3}$, а концентрація атомів акцепторної домішки у р-області – близько $N_A = 10^{18} \text{ см}^{-3}$.

Розглянемо фізичні процеси у р-n переході (рисунок 1) за умови, що:

1. На межі розділу р- і n- областей відсутні механічні дефекти і включення інших хімічних матеріалів.

2. При кімнатній температурі всі атоми домішки іонізовані, тобто

$$\left. \begin{aligned} p_p &= N_A \\ n_n &= N_D \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

де p_p - концентрація дірок, як основних носіїв, у напівпровіднику р - типу, n_n - концентрація електронів, як основних носіїв, у напівпровіднику n-типу.

3. На межі р- та n- областей р-n переходу тип домішки різко змінюється. Оскільки концентрація електронів в n- області набагато більше концентрації електронів в р- області, а концентрація дірок в р- області набагато більше концентрації дірок в n- області

$$\left. \begin{aligned} n_n &\gg n_p \\ p_p &\gg p_n \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

то на межі розділу напівпровідників виникає градієнт (перепад) концентрації рухомих носіїв заряду (дірок і електронів)

$$\frac{dp}{dx}, \frac{dn}{dx}. \quad (3)$$

Під дією градієнта концентрації заряди дифундуватимуть із області з вищою концентрацією в область із зниженою концентрацією. Тобто електрони переміщуються із n- області у р- область, а дірки - у протилежному напрямі. Це рух зарядів (основних носіїв) утворює дифузійний струм р-n переходу, що містить дві складові: $I_{n \text{ ДИФ}}$ - електронну і $I_{p \text{ ДИФ}}$ - діркову.

У результаті протікання дифузійного струму граничний шар об'єднується рухомими носіями заряду. У приконтатній області n- типу з'являється не скомпенсований додатний заряд за рахунок іонів донорної домішки, а в області р- типу – від'ємний заряд за рахунок іонів акцепторної домішки. На рисунку 1 ці іони позначені відповідно: $\boxed{+}^{\text{ТА}}\boxed{-}$.

Таким чином, на межі р- і n- областей виникає подвійний шар об'ємного просторового заряду, наявність якого приводить до утворення електричного поля, напруженість якого дорівнює E .

Це поле перешкоджає подальшому протіканню дифузійного струму (струму основних носіїв). Збіднений шар має малу електропровідність, оскільки в нім практично відсутні рухомі носії заряду. Тому його ще називають запірним шаром.

Наявність цього шару обумовлює виникнення у р-n переході контактної різниці потенціалів, що зазнає найбільшу зміну на межі напівпровідників n- і р- типів і зветься потенційним бар'єром φ_{K0} .

Висота потенційного бар'єру

$$\varphi_{K0} = \varphi_p - \varphi_n \quad (4)$$

залежить від кількості домішок у n- і р- областях і складає близько (0,3...0,8) В.

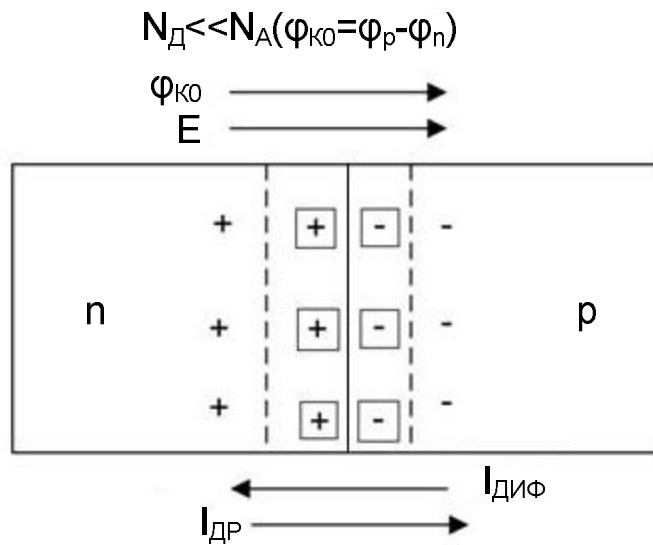


Рисунок 1 – Процеси у р-п переході при відсутності зовнішньої напруги

Окрім основних носіїв у напівпровідниках n- і p- типу існують неосновні носії - дірки і електрони, які, здійснюючи хаотичний тепловий рух (дрейфуючи), можуть потрапити у зону дії потенційного бар'єру р-n переходу. Поле р-n переходу буде для них прискорюючим. Неосновні носії - електрони р- області дрейфуватимуть у n- область, а дірки n- області - у зворотному напрямі. Рух неосновних носіїв утворює дрейфовий струм р-n переходу, який також має складові: $I_{n\text{др}}$ - електронну і $I_{p\text{др}}$ - діркову.

При кімнатній температурі деяка кількість основних носіїв заряду має енергію, достатню для подолання потенційного бар'єру, тобто протікає незначний дифузійний струм. Цей струм врівноважується дрейфовим струмом. В результаті за відсутності зовнішнього поля у р-n переході встановлюється термодинамічна рівновага струмів, коли дифузійний і дрейфовий струми компенсують один одного

$$I_{\text{Диф}} - I_{\text{Др}} = 0. \quad (5)$$

1.3 Ефект випрямлення у р-п переході

1.3.1 Загальна характеристика

При підключенні до р-п переходу зовнішнього електричного поля динамічна рівновага струмів порушується. Поведінка р-п переходу при цьому залежить від полярності прикладеної зовнішньої напруги. Розрізняють пряме і зворотне включення р-п переходу.

1.3.2 Зворотне включення р-п переходу

Зворотне включення р-п переходу приведене на рисунку 2, г. В цьому випадку зовнішнє електричне поле співпадає з полем р-п переходу. Потенційний бар'єр р-п переходу зростає (рисунок 2, д)

$$\varphi_{KI} = \varphi_{KO} + U_{звр}. \quad (6)$$

Під дією зворотної напруги основні носії будуть ненавч відштовхуватись від граничного шару і дрейфуватимуть у глибину напівпровідника. При цьому ширина шару, збідненого основними носіями, збільшується порівняно з рівноважним станом. Опір р-п переходу для проходження струму основних носіїв збільшується.

Відбувається зміна у співвідношенні струмів через р-п перехід. Дифузійний струм зменшується і у граничному випадку із зростанням потенційного бар'єру наближається до нуля.

Для неосновних носіїв потенційний бар'єр відсутній, і вони будуть втягуватися у р-п перехід полем, що створюється зовнішньою напругою $U_{звр}$, і будуть виводитися через нього у область, де вони є основними носіями. Цей процес називається екстракцією.

При зворотному включенні основну роль грає дрейфовий струм, який має невелику величину (струм неосновних носіїв). Цей струм називають зворотним струмом насичення р-п переходу і позначають I_0 .

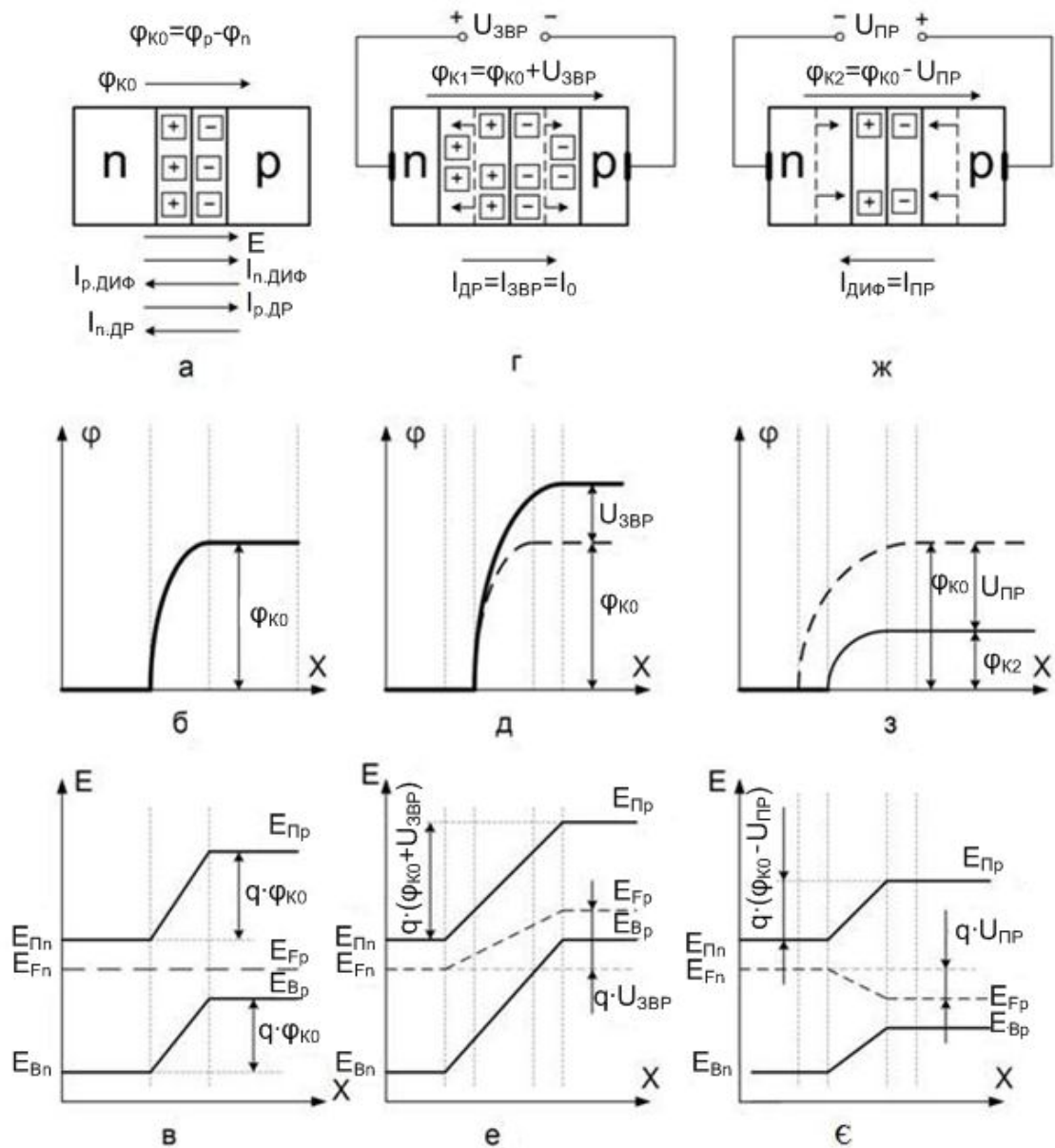


Рисунок 2 – Процеси у р-п переході при: а, б, в – відсутності зовнішньої напруги; г, д, е – при $U = U_{3BP}$; ж, з, є – при $U = U_{ПР}$

1.3.3 Пряме включення р-п переходу

Пряме включення р-п переходу приведенне на рисунку 2, ж. В цьому випадку напрям дії зовнішнього поля протилежний дії поля р-п переходу. Висота потенційного бар'єру зменшується

$$\varphi_{K2} = \varphi_{K0} - U_{ПР} \quad (7)$$

Основні носії наближаються до контакту напівпровідників n- і р- типу, частково компенсуючи об'ємні просторові заряди. Ширина збідненого шару р-n переходу і його опір протіканню дифузійного струму зменшуються.

Дифузійна складова струму через перехід збільшується, а дрейфова зменшується. Поблизу р-n переходу з'являється велике число неосновних носіїв. Процес введення носіїв заряду через р-n перехід у область, де вони є неосновними носіями, при зниженні висоти потенційного бар'єру називається інжекцією. При цьому з n- області в р- область інжектуються електрони, а з р- області у n- область - дірки. Область напівпровідника, яка інжектує носії заряду, називають емітером, а область, у яку інжектуються носії заряду, називають базою. Оскільки, як наголошувалося вище, концентрація акцепторної домішки у р- області значно перевищує концентрацію донорної домішки у n- області, область р буде більш низькоомною - її називають емітером, а область n- більш високоомною - її називають базою.

При збільшенні $U_{np} (U_{np} > 1B)$ потенційний бар'єр у р-n переході зникає, дрейфовий струм прагне до нуля і через р-n перехід буде протікати дифузійний струм (струм основних носіїв).

Неосновні носії, що вводяться через р-n перехід за рахунок явища інжекції, частково рекомбінують з основними носіями відповідних областей.

На рисунку 2 зображені графіки електростатичного потенціалу (б, д, з) і енергетичні рівні (в, е, є) електронно-діркового переходу відповідно при нульовій, зворотній та прямій зовнішній напрузі.

1.3.4 Вольт-амперна характеристика (ВАХ) р-n переходу

ВАХ р-n переходу - це залежність струму через р-n перехід від

величини і полярності прикладеної напруги. Аналітично ВАХ представляється виразом

$$I = I_0 \cdot (e^{\frac{U}{\varphi_T}} - 1), \quad (8)$$

де I_0 - зворотний струм насичення р-п переходу (при незмінній температурі визначається фізичною властивістю напівпровідникового матеріалу),

U - напруга, що прикладена до р-п переходу,

φ_T - температурний потенціал:

$$\varphi_T = \frac{k \cdot T}{q}, \quad (9)$$

де k - постійна Больцмана,

T - абсолютна температура р-п переходу,

q - заряд електрона.

Іноді ВАХ наводять у вигляді [1, 3, 4]

$$I = I_0 \cdot (e^{\frac{qU}{kT}} - 1). \quad (10)$$

ВАХ показана на рисунку 3.

Наведена ВАХ р-п переходу відображає процеси у р-п переході, розглянуті вище. При прямому включенні р-п перехід має малий опір і через нього протікає значний прямий струм.

Починаючи з точки 1, потенційний бар'єр зникає, і характеристика р-п переходу є прямою лінією, нахил якої залежить від опору базової області.

При зворотному включенні опір р-п переходу дуже великий і через нього протікає лише невеликий струм I_0 - зворотний струм насичення.

У точці 2 при $U_{ЗВР} = U_{ПРОБ}$ настає пробій р-п переходу. Аналіз ВАХ р-п переходу дозволяє зробити висновок про нелінійність

властивостей р-п переходу, а також відзначити головну властивість р-п переходу - властивість односторонньої провідності.

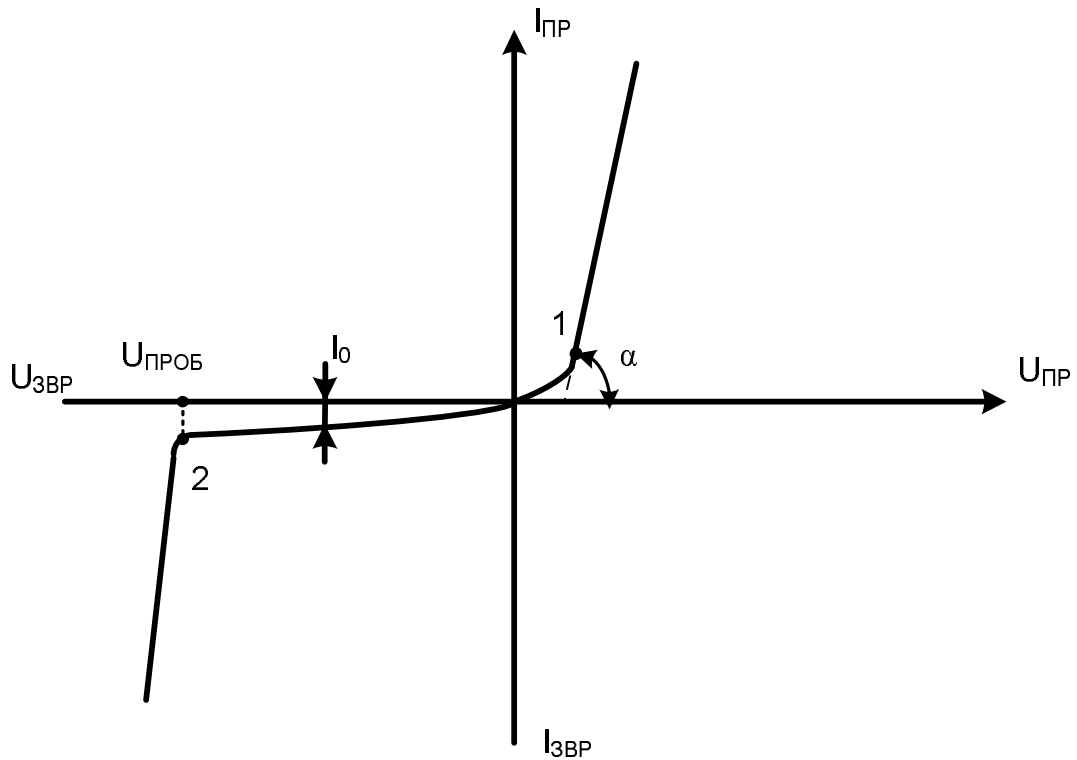


Рисунок 3 – ВАХ р-п переходу

1.4 Пробій р-п переходу

1.4.1 Загальна характеристика

Різке збільшення диференціальної провідності р-п переходу при досягненні зворотною напругою деякого критичного значення називається пробоем р-п переходу.

Розрізняють електричний (оборотний) і неелектричний (необоротний) пробій р-п переходу.

1.4.2 Електричний (оборотний) пробій

Електричний пробій р-n переходу буває двох видів:

- лавинний;
- тунельний.

Електричний лавинний пробій виникає у результаті внутрішньої електростатичної емісії електронів під дією ударної іонізації атомів напівпровідника.

Тунельний пробій виникає за рахунок явища тунельного ефекту, яке буде докладніше розглянуто у розділі СРС. В цьому випадку довжина вільного пробігу носіїв заряду стає більше ширини р-n переходу і ударна іонізація при цьому неможлива.

Електричний пробій є оборотним, оскільки р-n перехід може знаходитися у режимі пробою значне число разів, зберігаючи при цьому свої властивості при зменшенні зворотної напруги.

1.4.3 Необоротний пробій р-n переходу

Необоротний пробій буває двох видів:

- тепловий;
- поверхневий.

Тепловий пробій відбувається за рахунок нагріву р-n переходу. Нагрів може відбуватися або за рахунок протікання більшого зворотного струму через р-n перехід, або від зовнішнього джерела тепла. У обох випадках р-n перехід нагрівається, відбувається додаткова генерація пар електрон-дірка, що у свою чергу збільшує зворотний струм. Провідність р-n переходу різко падає. Наступає тепловий (необоротний) пробій р-n переходу, який виводить його з ладу.

Слід зазначити, що електричний пробій може також перейти в необоротний тепловий пробій, якщо не обмежити величину зворотного

струму через р-п перехід. Поверхневий пробій може відбуватися за рахунок скупчення значної кількості зарядів на поверхні напівпровідників. Для захисту від поверхневого пробою застосовують спеціальні покриття.

1.5 Температурні властивості р-п переходу

Властивості р-п переходу істотно залежать від температури навколишнього середовища. При підвищенні температури підсилюється генерація пар електрон-дірка, збільшується концентрація неосновних носіїв і власна провідність напівпровідника. На рисунку 4 зображено три характеристики р-п переходу для різних температур ($T_1 > T_2 > T_3$).

При підвищенні температури зворотний струм росте, і р-п перехід втрачає свою основну властивість - властивість односторонньої провідності. Прямий струм р-п переходу при нагріві збільшується не так сильно, як зворотний. Це пояснюється тим, що величина прямого струму залежить в основному від концентрації домішок у напівпровіднику.

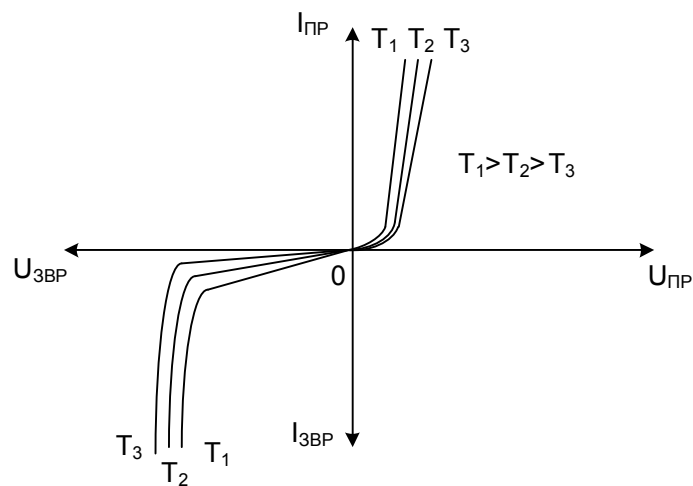


Рисунок 4 – ВАХ р-п переходу для різних температур

1.6 Частотні властивості р-п переходу

Властивості р-п переходу залежать також від частоти прикладеної напруги.

Це пояснюється наявністю власної ємності між шарами напівпровідника з різними типами провідності.

При зворотній напрузі, що прикладена до р-n переходу, носії заряду обох знаків знаходяться по обидві сторони переходу, а у самому переході їх дуже мало. В цьому випадку р-n перехід можна розглядати як ємність, величина якої залежить від величини об'ємного просторового заряду переходу, тобто залежить від площі переходу, його ширини і діелектричної проникності напівпровідника. Цю ємність називають бар'єрною $C_{БАР}$. При малій зворотній напрузі носії зарядів протилежних знаків знаходяться на невеликій відстані один від одного. При цьому величина бар'єрної ємності велика (ширина р-n переходу мала). Із зростанням величини зворотної напруги ширина р-n переходу збільшується, а бар'єрна ємність зменшується. Ця властивість дозволяє використовувати перехід, як ємність, керовану величиною зворотної напруги. Наявність бар'єрної ємності впливає на частотні властивості р-n переходу. При роботі на високих частотах ємнісний опір переходу

$$X_{C_{БАР}} = \frac{1}{\omega \cdot C_{БАР}}$$

зменшується і шунтує високий опір зворотно включеного р-n переходу. Перехід при цьому втрачає властивість односторонньої провідності.

Окрім бар'єрної ємності р-n перехід має так звану дифузійну ємність. Ця ємність з'являється при прямому включенні р-n переходу за рахунок явища інжекції. Вона не має істотного впливу на роботу р-n переходу, оскільки завжди зашунтована малим прямим опором р-n переходу.

2 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

2.1 Загальна характеристика

Напівпровідниковим діодом (НД) називають електронний прилад з дірково-електронним р-п переходом, що має два виводи.

Напівпровідникові діоди широко застосовуються на всіх напрямках сучасної електроніки при вирішенні питань схемотехніки. Малі габаритні розміри і маса, висока швидкодія і надійність, низька вартість дозволяють застосовувати їх практично у будь-яких сучасних електронних вузлах.

НД класифікуються за рядом ознак, найважливіші з яких: призначення; конструктивно-технологічні особливості; вид початкового напівпровідникового матеріалу.

За призначенням НД діляться на випрямні, високочастотні і надвисокочастотні (ВЧ- і НВЧ- діоди), імпульсні, напівпровідникові стабілітрони (опорні), тунельні, варикапи, фотодіоди, світлодіоди та інші; за конструктивно-технологічними особливостями - на площинні і точкові; за типом початкового матеріалу - на германієві, кремнієві, селенові, арсенід-галієві, карбід-кремнієві, антимонід-індієві та інші.

На рисунку 5 показані умовні графічні позначення діодів на електричних схемах: а - випрямних, імпульсних, ВЧ- і НВЧ- діодів; б - стабілітронів; в - двосторонніх стабілітронів; г - тунельних діодів; д - обернених діодів; е - варикапів; ж - фотодіодів; з - світлодіодів.

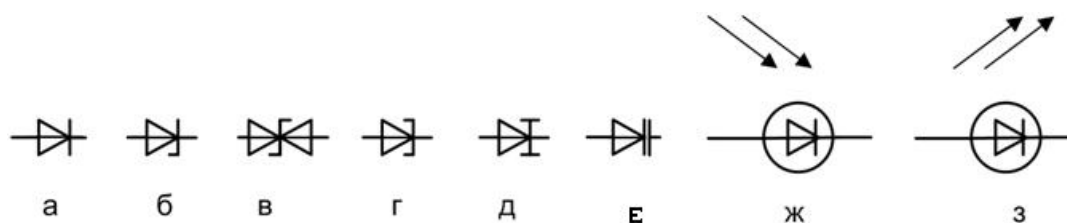


Рисунок 5 – Позначення НД на електричних схемах

Умовне позначення (маркування) діодів включає чотири елементи: перший – (цифра або буква) позначає початковий матеріал напівпровідника: 1 або Г - Германій, 2 або К - Кремній; 3 або А - Арсенід галію і т. ін. ; другий (буква) характеризує клас або групу діодів: Д - випрямні, універсальні (високочастотні) і імпульсні, А - надвисокочастотні, З - стабілітрони, В - варикапи, І - тунельні, Ц - випрямні стовпи і блоки, Ф - фотодіоди, Л - світлодіоди; третій (тризначний номер) - указує на групу застосування (вибирають за довідником); четвертий елемент – великі літери алфавіту А, Б, В і т. ін. (до всіх діодів) - указує на різновид діода даного типу. Наприклад, КС147А - кремнієвий стабілітрон малої потужності, різновид типу А.

У довідковій літературі приводяться ВАХ, основні електричні параметри і граничні експлуатаційні режими напівпровідникових діодів [1, 3,9, 10].

Далі розглянуті деякі з перерахованих НД.

2.2 Випрямні діоди

Випрямні діоди (ВД) - це напівпровідникові діоди, що призначені для перетворення змінного струму у постійний у обмеженому діапазоні частот (50 Гц...100 кГц).

Крім того, ВД широко використовуються у схемах керування і комутації, для обмеження паразитних викидів напруги у ланцюгах з індуктивними елементами, як елементи розв'язки у електричних ланцюгах і т. ін.

В даний час у якості ВД широко використовуються кремнієві площинні діоди, що мають значно менші зворотні струми і велику зворотну напругу у порівнянні з германієвими. Недолік кремнієвих діодів - декілька більше пряме падіння напруги, чим на германієвих.

ВД виконується на основі р-п переходу і має дві області. Одна з них - більш низькоомна (містить велику концентрацію домішки - зазвичай область з провідністю типу р-) і називається емітером (до неї підключається вивід, що зветься анодом). Інша область - більш високоомна (містить меншу концентрацію домішки - зазвичай область з провідністю п-типу) і називається базою (до неї підключається вивід, що зветься катодом) (рисунок 6).

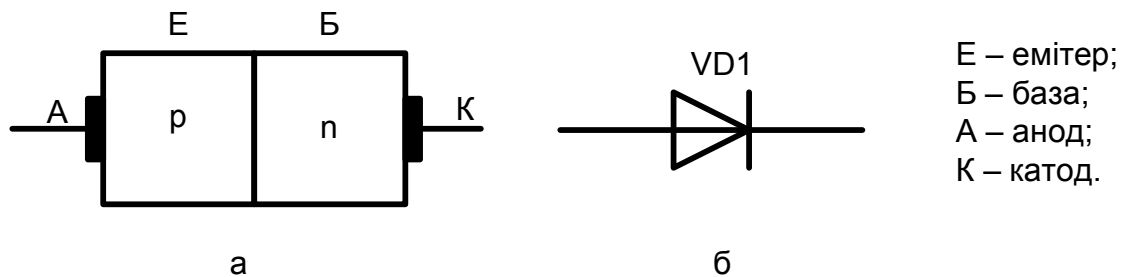


Рисунок 6 – Випрямний діод: а – спрощена структура; б – позначення на електричних схемах

В основі роботи ВД лежить властивість односторонньої провідності р-п переходу, яка полягає у тому, що останній добре проводить струм (має малий опір) при прямому включенні і практично не проводить струм (має дуже високий опір) при зворотному включенні.

Сказане відображає ВАХ ідеального випрямного діода (р-п переходу), що показана на рисунку 7, а.

Як видно з цього рисунку такий діод має нескінченну провідність у прямому напрямі і нульову провідність (нескінченний опір) - у зворотному.

ВАХ реального діода (р-п переходу) показана на рисунку 7, б.

Пряма гілка ВАХ ВД описується рівнянням [1, 3, 6]:

$$I_{\text{пр}} = I_0 \cdot (e^{\frac{U_{\text{пр}} - I_{\text{пр}} \cdot r_B}{\varphi_T}} - 1), \quad (11)$$

де $I_{\text{пр}}$, $U_{\text{пр}}$ - відповідно прямий струм і пряма напруга; I_0 - зворотний струм насичення р-п переходу; r_B - опір базової області (складає одиниці-десятки

Ом); $\varphi_T = \frac{kT}{q}$ - температурний потенціал; k - стала Больцмана; T - абсолютна температура; q - заряд електрона.

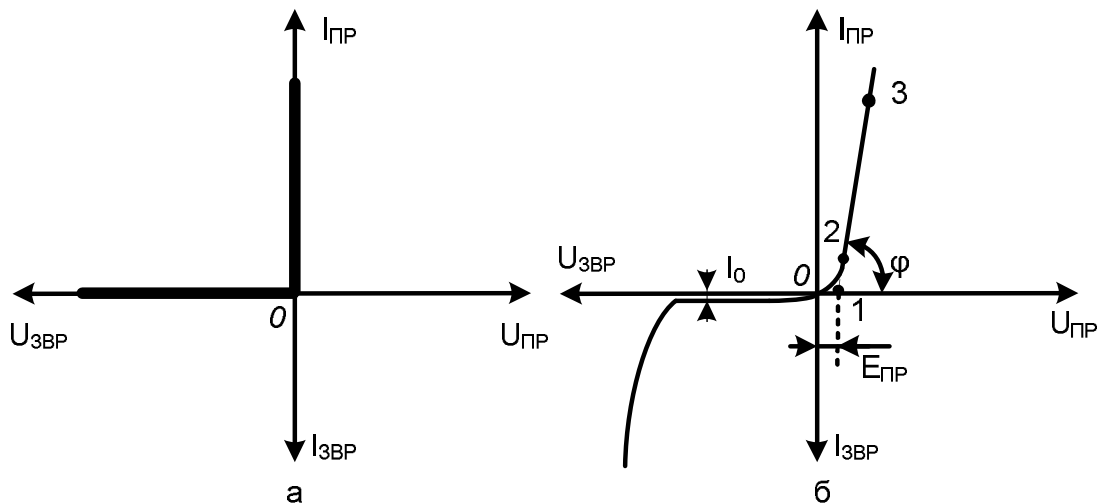


Рисунок 7 – ВАХ ВД: а – ідеального; б – реального

На рисунку 8, а для порівняння зображені прямі гілки ВАХ реального ВД і р-п переходу.

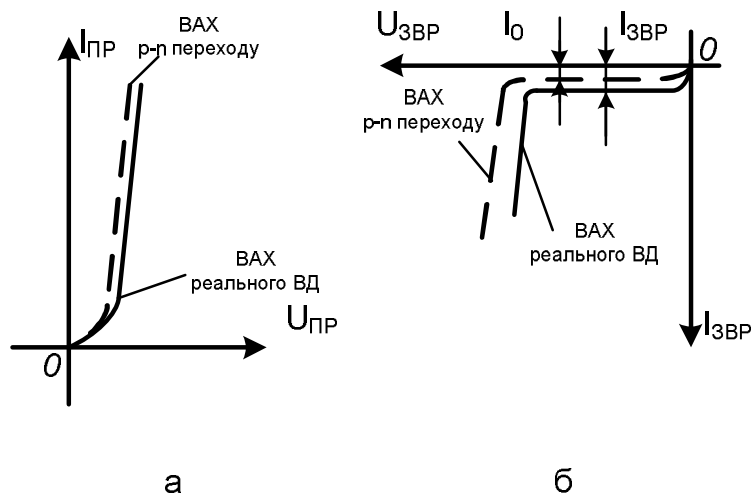


Рисунок 8 – ВАХ ВД та р-п переходу: а – при прямому включенні; б – при зворотному включенні

Аналіз рисунку 8,а показує, що для проходження через реальний ВД прямого струму тієї ж величини, що і через р-п перехід, потрібно

прикласти декілька більшу пряму напругу за рахунок падіння частини її на опорі базової області r_B .

В області зворотної напруги ВАХ реальних ВД також відрізняється від ВАХ р-п переходу (рисунок 8, б).

У реальних діодах зворотний струм має три складові:

$$I_{звР} = I_0 + I_B + I_T, \quad (12)$$

де I_0 - зворотний струм насичення р-п переходу; I_B - струм витоку на поверхні р-п переходу; I_T - струм термогенерації в об'ємі напівпровідника.

Робочою ділянкою ВАХ ВД є лінійна (омічна) ділянка характеристики при прямому включенні (рисунок 7,б, ділянка 2...3).

Нахил характеристики на цій ділянці визначається опором базової області r_B , оскільки р-п перехід вже практично зникає.

На практиці пряму гілку ВАХ реального ВД можна апроксимувати ламаною лінією (рисунок 7, б, ділянки 0...1, 1...3):

$$I_{PP} = \frac{U_{PP} - E_{PP}}{r_B}, \text{ при } U_{PP} > E_{PP}, \quad (13)$$

$$I_{PP} = 0, \text{ при } U_{PP} \leq E_{PP},$$

де $E_{PP} \approx (0,5...0,7) \cdot \varphi_{K0}$; φ_{K0} - висота потенційного бар'єру р-п переходу (складає близько 0,3...0,9) В; $r_B = \frac{1}{\text{tg}\varphi}$.

ВАХ ВД залежать від температури навколишнього середовища. Із збільшенням температури зростають прямий і зворотний струми діода, збільшується напруга лавинного теплового пробою і зменшується напруга тунельного теплового пробою.

Схема включення ВД у електричний ланцюг показана на рисунку 9.

До основних параметрів, що характеризують роботу ВД у випрямних схемах, відносяться: I_{PPCER} - середнє значення прямого

випрямленого струму, який може тривало протікати через діод при допустимому його нагріві;

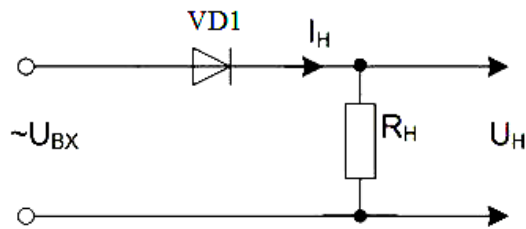


Рисунок 9 – Схема включення ВД в електричний ланцюг

$U_{\text{пр.сеп}}$ - середнє за період значення прямої напруги, що визначається за ВАХ діода при заданому значенні $I_{\text{пр.сеп}}$; $I_{\text{звр}}$ - постійний зворотний струм діода (струм через діод у зворотному напрямі); $U_{\text{звр}}$ - напруга на діоді, що включений у зворотному напрямку; $R_{\text{диф}}$ - диференціальний (динамічний) опір

$$R_{\text{диф}} = \frac{\partial U_{\text{пр}}}{\partial I} \approx \frac{\Delta U_{\text{пр}}}{\Delta I_{\text{пр}}}$$

визначається на робочій ділянці ВАХ діода і дорівнює $\text{ctg} \varphi$ (рисунок 7,б); Δf – діапазон робочих частот, у межах якого струм діода не зменшується нижче заданої величини; C_d - ємність діода (у довідниках зазвичай указують значення бар'єрної ємності при певному значенні зворотної напруги); $K_{\text{випр}}$ - коефіцієнт випрямлення (оцінюються випрямні властивості діода)

$$K_{\text{випр}} = \frac{I_{\text{пр}}}{I_{\text{звр}}} = \frac{R_{\text{звр}}}{R_{\text{пр}}}.$$

Параметри граничного електричного режиму ВД: $I_{\text{пр.макс}}$ - максимально допустимий прямий струм діода; $U_{\text{звр.макс}}$ - максимально допустима постійна зворотна напруга, яку тривало витримує діод без порушення його нормальної роботи ($U_{\text{звр.макс}}$ береться на 20% менше напруги пробою $U_{\text{проб}}$); $T_{\text{к макс}}$ - допустима температура корпусу; $P_{\text{макс}}$ -

максимально допустима потужність діода, що розсіюється; f_{max} - максимальна робоча частота.

ВД підрозділяються на діоди малої ($I_{пр.сеп} \leq 0,3A$), середньої ($0,3A < I_{пр.сеп} \leq 10A$) і великої ($I_{пр.сеп} > 10A$) потужності. ВД великої потужності називають силовими вентилями. Для підвищення допустимої зворотної напруги декілька ВД включають послідовно (рисунк 10, а). Для підвищення $I_{пр.мак}$ декілька ВД сполучають паралельно (рисунк 10, б). Для усунення нерівномірності розподілу зворотної напруги між послідовно сполученими діодами останні шунтують опорами ($R_{ш} = 1...10 кОм$), а для усунення нерівномірності розподілу струмів, що протікають у паралельно включених діодах у прямому включенні, послідовно з кожним діодом необхідно включати додатковий опір (R_d – складає від одиниць до частин Ом).

В даний час широко застосовуються випрямні стовпи і блоки, що містять в одному корпусі сукупності діодів або повні схеми випрямлячів.

2.3 Високочастотні і надвисокочастотні діоди (ВЧ і НВЧ діоди)

ВЧ діоди є більш універсальними, ніж випрямні, тому їх називають універсальними. Вони можуть працювати у випрямлячах змінного струму, а також у модуляторах, детекторах, різних перетворювачах електричних сигналів у широкому діапазоні частот (до сотень мегагерц). Їх недоліком у порівнянні з ВД є нижча здатність навантаження (потужність). ВЧ діоди ранніх розробок містять точковий р-п перехід і називаються точковими. У даний час широко застосовуються мікросплавні високочастотні напівпровідникові діоди з площинними р-п переходами дуже малих розмірів. У порівнянні з точковими, такі ВЧ діоди мають великі допустимі струми, кращі характеристики при зворотному включенні. На рисунку 11 зображена ВАХ ВЧ діода.

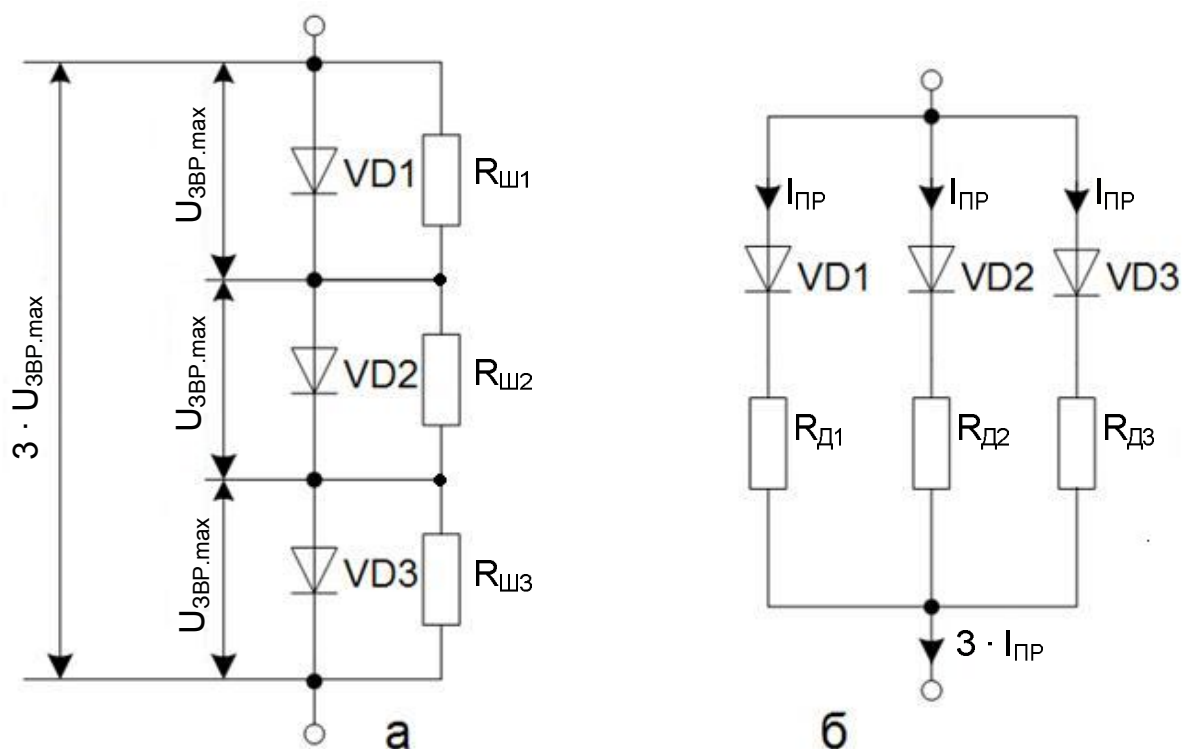


Рисунок 10 – Способи підвищення: а – максимальної зворотної напруги ВД; б – максимального прямого струму ВД

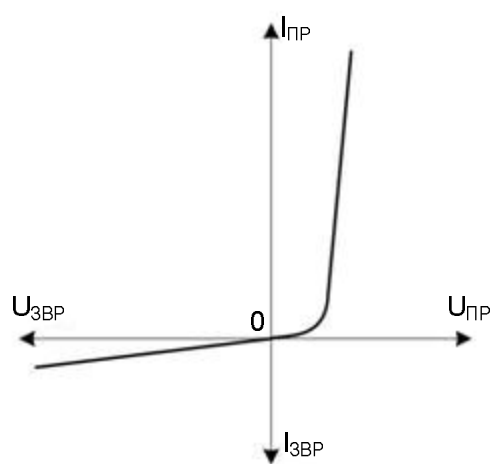


Рисунок 11 – ВАХ ВЧ діода

Пряма гілка ВАХ таких діодів не відрізняється від ВАХ випрямних діодів. У зворотній області є деякі відмінності. Зворотний струм має менше значення, ніж у ВД через малу площу р-п переходу. Але оскільки практично відсутня ділянка насичення, то за рахунок струмів термогенерації і витоку зворотний струм рівномірно зростає.

Значення постійних прямих струмів точкових діодів не перевищує 50 мА, значення допустимої зворотної напруги - 150 В. У мікросплавних діодів ці параметри декілька вище. Основним параметром ВЧ- діодів є бар'єрна ємність C_d . Чим менше C_d , тим ширше частотний діапазон діода. Зазвичай $C_d \leq 1$ пФ. На надвисоких частотах на роботу діода впливає його інерційність, що спільно з наявністю C_d обмежує застосування діодів.

Інші параметри ВЧ- і НВЧ- діодів такі самі, як і у ВД. За діапазоном частот ВЧ- і НВЧ- діоди діляться на три групи:

- 1) $f_{\max} \leq 100$ МГц;
- 2) $100 \text{ МГц} < f_{\max} \leq 1000$ МГц;
- 3) $f_{\max} > 1000$ МГц.

Третю групу складають НВЧ- діоди, що мають дуже малий радіус точкового контакту р-п переходу (2...3 мкм), допустимі значення прямого струму - сотні мікроампер, а зворотної напруги - одиниці вольт.

2.4 Імпульсні діоди (ІД)

ІД - різновид високочастотних діодів, призначених для використання як ключові елементи у швидкодіючих імпульсних схемах. Їх конструкція, ВАХ, статичні параметри, включаючи C_d такі ж, як і у ВЧ- і НВЧ- діодів [1,3,4, 6, 16].

Відмінність полягає у динаміці роботи ІД, які працюють при дії імпульсів малої довжини і повинні добре зберігати їх форму.

2.5 Напівпровідникові стабілітрони (опорні діоди)

Напівпровідниковим стабілітроном (НС) називають напівпровідниковий діод, напруга на якому в області електричного пробою

мало залежить від струму. Робочою ділянкою ВАХ НС є область пробою р-n переходу (рисунок 12).

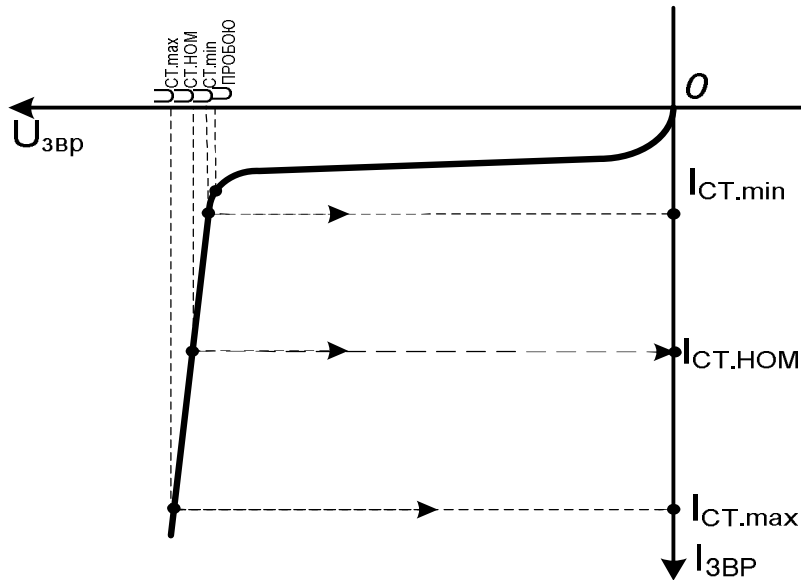


Рисунок 12 – Робоча область ВАХ НС

При обмеженні резистором величини зворотного струму стан пробою у стабілітроні може підтримуватися і відтворюватися протягом десятків - сотень тисяч годин. Значення напруги стабілізації залежить від вихідного напівпровідникового матеріалу і технології його обробки. При виготовленні стабілітронів використовується кремній. Це викликано тим, що зворотні струми р-n переходів на основі кремнію невеликі і мало залежать від температури, отже, в них менше ймовірність незворотного теплового пробою за рахунок протікання зворотного струму і саморозігріву р-n переходу. У якості стабілітронів з U_{CT} близько 3...5 В застосовуються діоди з низькоомного (високолегованого домішками) матеріалу.

У цьому випадку утворюється вузький площинний перехід з чіткими межами, у якому при порівняно низькій зворотній напрузі виникає

тунельний електричний пробій. У стабілітронів з $U_{CT} > 7$ В (виготовляються з більш високоомних матеріалів) виникає лавинний електричний пробій. У діапазоні $U_{CT} = 5 \dots 7$ В пробій викликаний взаємодією тунельного і лавинного механізмів.

На рисунку 13 показана схема включення стабілітрона у електричний ланцюг.

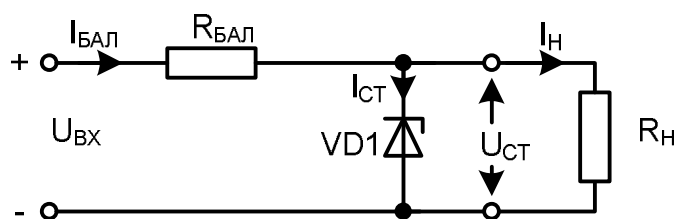


Рисунок 13 – Схема включення НС у електричний ланцюг

Слід звернути увагу на те, що робочим є зворотне включення стабілітрона у електричний ланцюг. До основних електричних параметрів НС відносяться (рисунк 12): $U_{СТ.НОМ.}$ - номінальна напруга стабілізації (падіння напруги на стабілітроні в області стабілізації при номінальному значенні струму $I_{СТ.НОМ.}$) ($U_{СТ.НОМ.}$ лежить у межах $1 \dots 1000$ В); ($I_{СТ.min} \dots I_{СТ.max}$) - область стабілізації; $I_{СТ.min}$ - мінімально допустимий постійний струм стабілізації (його значення обмежене: $I_{СТ.min} = 1 \dots 10$ mA; $I_{СТ.max}$ - максимально допустимий постійний струм стабілізації (його значення обмежується допустимою потужністю розсіювання P_{max} , що виділяється на стабілітроні при проходженні зворотного струму) ($I_{СТ.max} = 50 \dots 2000$ mA); $I_{СТ.ном.}$ - номінальний струм стабілізації $I_{СТ.НОМ.} \approx \frac{I_{СТ.max} - I_{СТ.min}}{2}$; $r_{СТ}$ - диференційний опір стабілітрону (визначається у робочій точці на ділянці стабілізації $r_{СТ} = \frac{\partial U_{СТ}}{\partial I_{СТ}} \approx \frac{\Delta U_{СТ}}{\Delta I_{СТ}}$). Величина $r_{СТ}$ характеризує ступінь стабільності напруги стабілізації при зміні струму у

області стабілізації (складає одиниці - десятки ом); $U_{\text{проб}}$ - напруга пробою (зворотна напруга, перевищення якої приводить до різкого збільшення диференціальної провідності р-п переходу - його електричний пробій); α_{CT} - температурний коефіцієнт напруги стабілізації (ТКН)

$$\alpha_{CT} = \frac{\partial U_{CT}}{U_{CT}} \cdot \frac{1}{\partial T} \cdot 100\%, \text{ при } I_{CT} = \text{const} . \quad (14)$$

ТКН - один з найбільш важливих параметрів НС. При тунельному характері пробою α_{CT} має від'ємний знак, а при лавинному – додатний. Для зменшення ТКН послідовно із стабілітроном включають напівпровідникові елементи, що мають ТКН протилежного знаку; P_{max} - максимально допустима потужність розсіювання.

Стабілітрони використовуються для стабілізації напруги джерел живлення, а також для фіксації рівнів напруги у схемах (тому друга назва стабілітронів - опорні діоди).

За значенням допустимої потужності розсіювання P_{max} стабілітрони підрозділяються на стабілітрони малої ($P_{\text{max}} \leq 0,3 \text{ Вт}$), середньої ($0,3 < P_{\text{max}} \leq 5 \text{ Вт}$) і великої ($P_{\text{max}} > 5 \text{ Вт}$) потужності.

Стабілізацію низьковольтної напруги у межах 0,3...1В можна отримати при використанні прямої гілки ВАХ кремнієвих діодів-стабісторів.

Існують також двосторонні (симетричні) стабілітрони, що мають симетричну ВАХ щодо вісі струмів. У цьому випадку напруга стабілізації при прямому зсуві дорівнює напрузі стабілізації при зворотному зсуві.

САМОСТІЙНА РОБОТА СТУДЕНТІВ (СРС)

1 ЕЛЕКТРОФІЗИЧНІ ВЛАСТИВОСТІ НАПІВПРОВІДНИКІВ

1.1 Енергетичні рівні електронів у атомі

Згідно квантової теорії електрон може мати цілком певні (дискретні або квантові) значення енергії і дискретні значення орбітальної швидкості. Тому електрон навколо ядра може рухатися тільки за певними орбітами. Кожній орбіті відповідає відповідна енергія електрона або енергетичний рівень. Енергетичні рівні електронів відокремлені один від одного забороненими інтервалами, енергетичні рівні яких не можуть мати електрони при переході з однієї орбіти на іншу. Сукупність рівнів утворює енергетичний спектр електронів у атомі. Графічно енергетичний спектр електронів у окремому атомі можна представити у вигляді одновимірної діаграми, де можливі значення енергії показані горизонтальними лініями (рисунок 1).

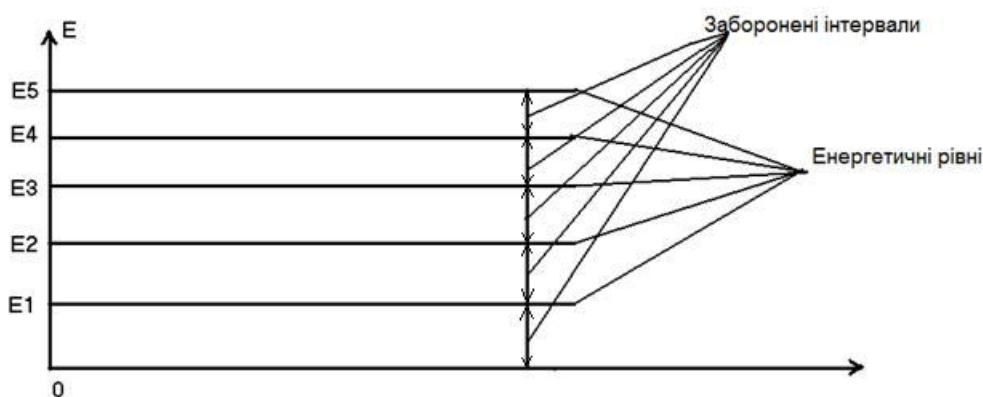


Рисунок 1 – Енергетичний спектр електронів у атомі

У не збудженому стані електрони у атомі розташовані на найближчих до ядра орбітах. Не повністю заповненою може бути лише зовнішня орбіта. При поглинанні енергії атомом який-небудь електрон

може перейти на один з вищих вільних рівнів (утворюється збуджений атом) або зовсім покинути атом (утворюється іон).

1.2 Енергетичні стани електронів у твердому тілі

Взаємодія багатьох атомів у твердому тілі викликає зсув і розщеплювання енергетичних рівнів електронів. При об'єднанні у твердому тілі N однакових атомів кожен рівень енергії розщеплюється на N близько розташованих один до одного енергетичних рівнів, які утворюють дозволена енергетичну зону. На рисунку 2 показане розщеплення енергетичних рівнів E_1 і E_2 електронів у одиночному атомі при утворенні системи з 6 однакових атомів ($N = 6$); r - відстань між атомами.

При $r \gg r_2$ атоми практично не впливають один на одного. При зближенні атомів на відстань $r < r_2$ відбувається розщеплення рівня E_2 на 6 дискретних значень. Подальше зменшення $r < r_1$ супроводжується розщепленням енергетичного рівня E_1 . При певному $r = r_0$ у системі утворюються дві сукупності дискретних енергетичних станів, що лежать у інтервалах ΔE_1 і ΔE_2 і звуться дозволеними енергетичними зонами. Зони ΔE_1 і ΔE_2 при $r = r_0$ розділені проміжком ΔE_3 , що не містить енергетичних станів. Такий проміжок називають забороненою зоною.

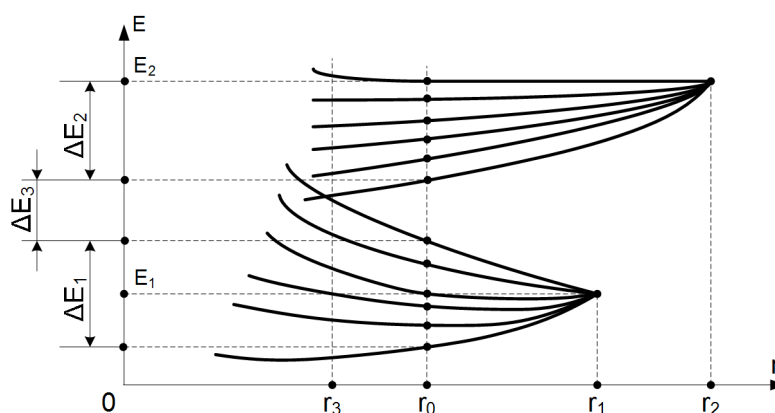


Рисунок 2 – Розщеплення енергетичних рівнів електронів у твердому тілі

Заборонені зони відповідають таким значенням енергії, які електрон не може мати. При подальшому зближенні атомів $r \leq r_3$ настає перекриття зон ΔE_1 і ΔE_2 , тобто заповнення забороненої зони ΔE_3 .

На рисунку 3 графічно показані енергетичні зони твердого тіла.

Рівні енергії, зайняті електронами при температурі 0° K і відсутності зовнішніх впливів, утворюють у твердому тілі заповнену зону. Сукупність енергетичних рівнів валентних електронів утворює так звану валентну зону (верхня частина заповненої зони).

Дозволені рівні енергії, які залишаються незайнятими при $T=0^\circ \text{ K}$, складають вільну зону. Нижню частину вільної зони називають зоною провідності, оскільки рівні, що входять в неї, можуть займати валентні електрони, що отримали додаткову енергію ззовні.

Енергетичні рівні і енергетичні зони характеризують тільки енергетичне положення електрона, а не його геометричне розташування у твердому тілі.

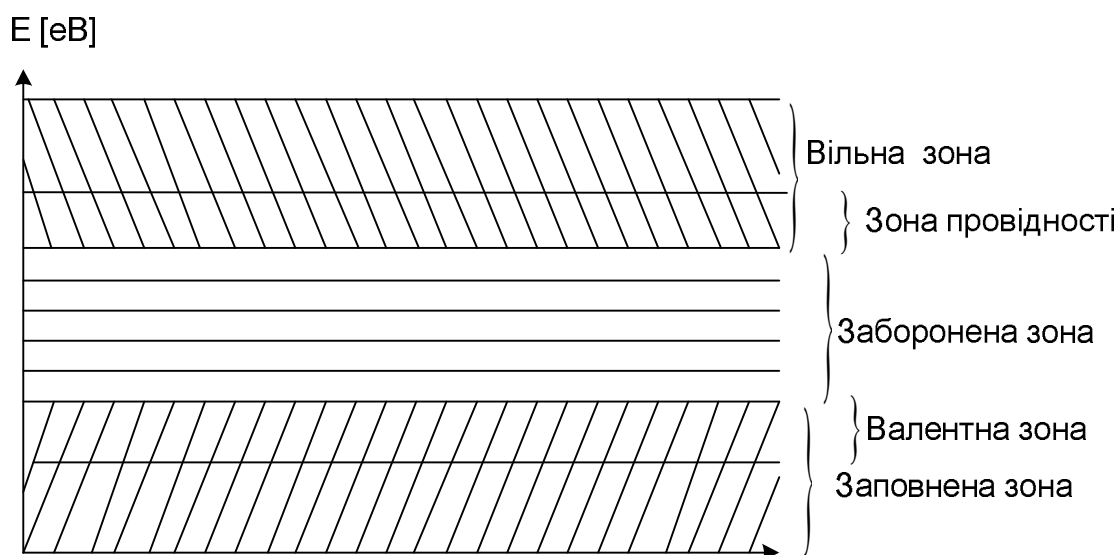
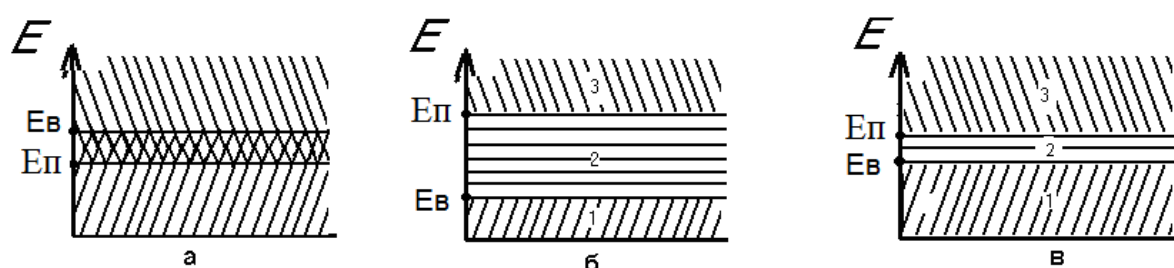


Рисунок 3 – Енергетичні зони твердого тіла

1.3 Електропровідність матеріалів

Електропровідність матеріалів визначається шириною забороненої зони, розташованої між валентною зоною і зоною провідності. Провідність твердого тіла визначається тією енергією, яку потрібно передати валентним електронам, щоб вони могли перейти на вищий енергетичний рівень, що відповідає зоні провідності. При цьому електрони втрачають зв'язок з ядром і стають вільними.

На рисунку 4 показані діаграми енергетичних зон для провідника, діелектрика і напівпровідника.



Рисунку 4 – Діаграми енергетичних зон: а – провідника; б – діелектрика; в – напівпровідника

У провідника зона провідності і валентна зона перекриваються (заборонена зона відсутня) і валентні електрони легко переходять у зону провідності. У діелектриків ширина забороненої зони велика. Для переходу валентних електронів у зону провідності їм потрібно передавати значну енергію (не менше 3 еВ). Для напівпровідників заборонена зона відносно невелика (приблизно 0,5 - 2 еВ).

На рисунку 4, в енергетичний рівень, що відповідає нижній межі (дну) зони провідності, позначений $E_{\text{п}}$, енергетичний рівень, що відповідає верхній межі (стелі) валентної зони - $E_{\text{в}}$.

1.4 Розподіл електронів за квантовими станами

Процес заняття електронами того або іншого енергетичного рівня

носить імовірнісний характер і описується функцією розподілу Фермі [1, 3, 6]

$$f_n(E) = P_n(E) = \frac{1}{e^{\frac{E-E_F}{kT}} + 1}, \quad (1)$$

де $f_n(E)$ - функція розподілу Фермі;

$P_n(E)$ - ймовірність того, що при температурі T квантовий стан з енергією E зайнятий електроном;

E_F - рівень Фермі - енергетичний рівень, функція Фермі для якого рівна 0,5 при температурах, що відрізняються від абсолютного нуля;

T - абсолютна температура;

k - стала Больцмана.

Ймовірність того, що квантовий стан з енергією E вільний від електрона, тобто зайнятий діркою

$$f_p(E) = \frac{1}{e^{\frac{E_F-E}{kT}} + 1}. \quad (2)$$

На рисунку 5 зображена функція $f_n(E)$ для $T = 0^\circ \text{ K}$ і $T > 0^\circ \text{ K}$.

У чистому (власному) напівпровіднику енергетичний рівень Фермі E_{F_i} можна визначити за співвідношенням

$$E_{F_i} = E_B + \frac{\Delta E_3}{2} = E_{\Pi} - \frac{\Delta E_3}{2}. \quad (3)$$

Тобто рівень Фермі у бездомішковому напівпровіднику при будь-якій температурі розташований посередині забороненої зони.

1.5 Фізичні властивості напівпровідників

Напівпровідникові матеріали, до яких відносяться: *Ge* - германій, *Si* - кремній, *Se* - селен, *GaAs* - арсенід галію, *GaP* - фосфід галію, *SiC* - карбід кремнію і ряд інших, мають питомий опір $\rho = 10^{-4} \dots 10^{10} \text{ Ом} \cdot \text{см}$. Для порівняння питомий опір провідників $\rho = 10^{-6} \dots 10^{-4} \text{ Ом} \cdot \text{см}$, а діелектриків $\rho = 10^{10} \dots 10^{15} \text{ Ом} \cdot \text{см}$.

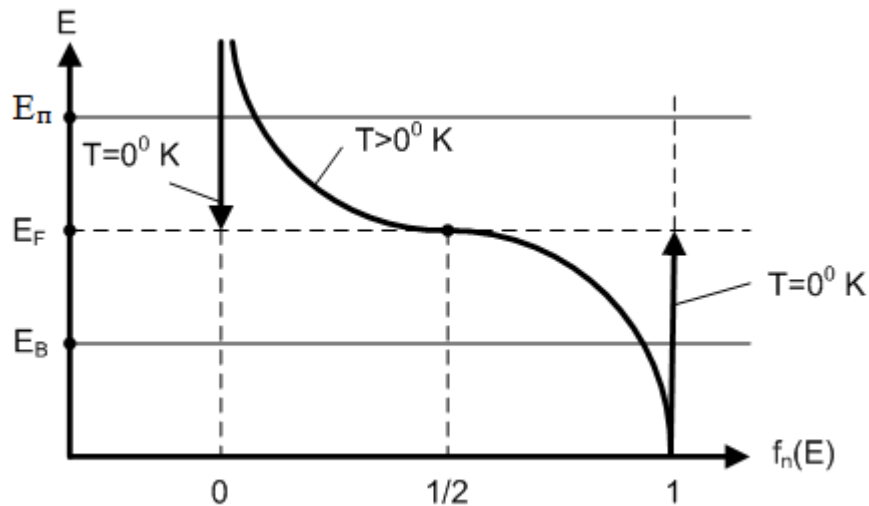


Рисунок 5 – Функція розподілу Фермі

Тобто за своїм питомим опором напівпровідники займають проміжну область між провідниками і діелектриками. Границі між ними досить умовні, оскільки при достатньо високій температурі діелектрик поводить себе як напівпровідник, а будь-який чистий напівпровідник при досить низьких температурах подібний до діелектрика.

Характерною властивістю напівпровідників є сильна зміна питомого опору під впливом електричного поля, опромінювання світлом або іонізованими частинками, а також при введенні у напівпровідник домішки або при його нагріванні.

1.6 Власна провідність напівпровідників

Для з'ясування характеру провідності напівпровідників розглянемо деякий об'єм ідеальної (із строго впорядкованим розташуванням атомів у вузлах решітки) кристалічної решітки германію - елемента IV групи періодичної системи елементів Менделєєва. На рисунку 6 об'ємна кристалічна решітка германію, елементарною геометричною фігурою якої є тетраедр, зображена у вигляді площинної решітки.

Атоми германію розташовуються у вузлах решітки і пов'язані з іншими атомами за допомогою чотирьох валентних електронів. Подвійні лінії між вузлами решітки умовно зображають ковалентний зв'язок між кожною парою електронів, що належать двом різним атомам. У ідеальному кристалі германію при температурі абсолютного нуля $T=0^\circ\text{K}$ всі ковалентні зв'язки заповнені і кожен атом має добудовану оболонку, що складається з 8 електронів. Валентна зона повністю зайнята електронами, а зона провідності порожня.

Для германію ширина забороненої зони дорівнює 0,72 еВ. Тому для переміщення електрона у зону провідності необхідне додаткове джерело енергії, що дорівнює або перевищує енергію забороненої зони. Таким джерелом енергії може бути тепло навколишнього середовища. При температурі вище за абсолютний нуль частина електронів розриває ковалентні зв'язки і переходить у зону провідності, звільняючи енергетичні рівні у валентній зоні. Вакантний енергетичний рівень у валентній зоні називають діркою провідності, яка у електричному і магнітному полях поводить, як частинка із додатним зарядом.

Такий процес утворення пар електрон-провідності, дірка-провідності називається генерацією пар електрон-дірка (рисунок 7).

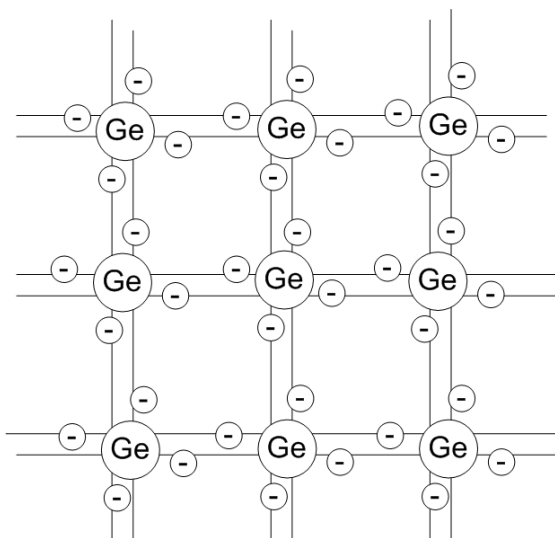


Рисунок 6 – Об'ємна кристалічна решітка германію

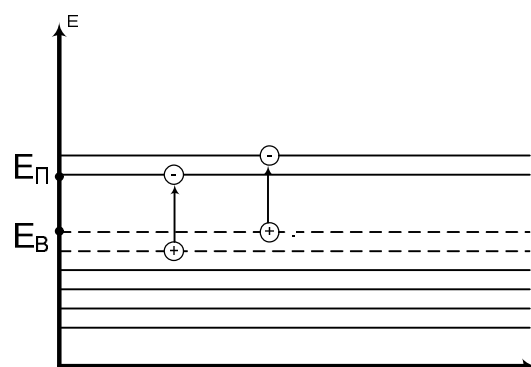


Рисунок 7 – Генерація пар електрон-дірка

Після своєї появи дірки-провідності під дією теплової енергії здійснюють хаотичний рух у валентній зоні так само, як електрони у зоні провідності. При цьому можливий процес захоплення електронів зони провідності дірками валентної зони.

Процес зникнення пар електрон-дірка називається рекомбінацією. Цей процес супроводжується виділенням енергії, яка йде на нагрів кристалічної решітки і частково випромінюється у зовнішнє середовище.

Якщо до кристала напівпровідника прикласти електричне поле, то рух електронів і дірок набуває деякої спрямованості. Таким чином, при температурі вище за абсолютний нуль кристал набуває здатність проводити електричний струм. Його провідність тим більше, чим інтенсивніше процес генерації пар електрон-дірка. Провідність визначається рухом обох видів носіїв-електронів і дірок. Загальну провідність знаходять за формулою [1, 3,4]

$$\sigma = q_n \cdot n \cdot \mu_n + q_p \cdot p \cdot \mu_p, \quad (4)$$

де σ - провідність напівпровідника,

n - концентрація електронів,

p - концентрація дірок,

μ_n - рухливість електронів,

μ_p - рухливість дірок,

q_n і q_p - заряди електрона і дірки відповідно.

Така провідність називається власною, а напівпровідник - власним напівпровідником. Ця провідність зазвичай невелика і збільшується з підвищенням температури.

Причому як електронна, так і діркова провідності обумовлені рухом електронів. Проте у разі електронної провідності рухаються електрони зони провідності у напрямі, протилежному напрямку

електричного поля. У разі діркової провідності рухаються електрони валентної зони, заповнюючи вакантні енергетичні рівні (дірки), у напрямі, протилежному переміщенню дірок. Вільні електрони у валентній зоні утворюються у тому випадку, коли теплової енергії досить для розриву ковалентного зв'язку, але недостатньо, щоб перевести електрон у зону провідності, тобто подолати заборонену зону.

1.7 Домішкова провідність напівпровідників

Якщо у кристал германію або кремнію додати домішки елементів III або V групи таблиці Менделєєва, то такий напівпровідник називається домішковим.

Домішкові напівпровідники мають значно більшу провідність у порівнянні з напівпровідниками із власною провідністю.

Домішки бувають донорні і акцепторні. Донорні домішки віддають свої електрони, створюючи у кристалі електронну провідність, а акцепторні - захоплюють електрони з решітки основного кристалу, створюючи діркову провідність домішкового напівпровідника.

Розглянемо утворення електронної і діркової провідності домішкових напівпровідників.

При внесенні до заздалегідь очищеного германію домішки п'ятивалентного елемента (наприклад, миш'яку – As) атоми домішки заміщають у вузлах кристалічної решітки атоми германію. При цьому чотири з п'яти валентних електронів миш'яку утворюють ковалентні зв'язки з чотирма сусідніми атомами германію подібно до зв'язків у власному напівпровіднику. П'ятий електрон виявляється надлишковим (рисунок 8).

Енергетичний рівень донорної домішки E_d лежить у забороненій зоні поблизу дна зони провідності. Тому вже при кімнатній температурі надлишкові електрони миш'яку набувають енергії, що дорівнює дуже невеликій енергії їх зв'язку з атомами домішки ($\Delta E_d = E_n - E_d$), і переходять у зону провідності.

У вузлах кристалічної решітки германію, що зайняті атомами домішки, утворюються додатно заряджені іони (на рисунку 9 показані у вигляді квадратиків), а в об'ємі кристалу переміщаються надлишкові електрони, що мають енергію зони провідності. Оскільки $\Delta E_d \ll \Delta E_z$, то кількість електронів, що переходять під дією теплової енергії у зону провідності з домішкового енергетичного рівня E_d , значно перевищує кількість електронів, що переходять у зону провідності з валентної зони у процесі генерації пар електрон-дірка. Тому число електронів у кристалі при внесенні п'ятивалентної домішки перевищує число дірок. Такий напівпровідник має, в основному, електронну провідність, або провідність n-типу (n-напівпровідник), а домішка, здатна віддавати електрони, називається донорною. Основними носіями заряду у напівпровіднику n-типу є електрони, а неосновними - дірки.

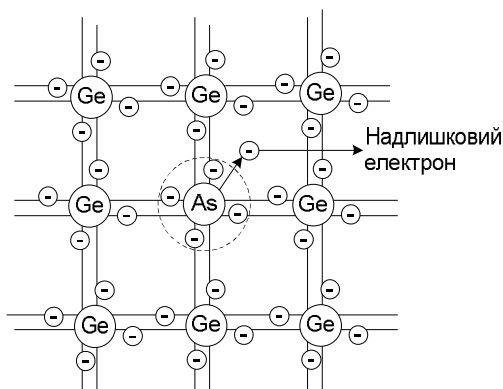


Рисунок 8 – Утворення надлишкових електронів у домішковому напівпровіднику

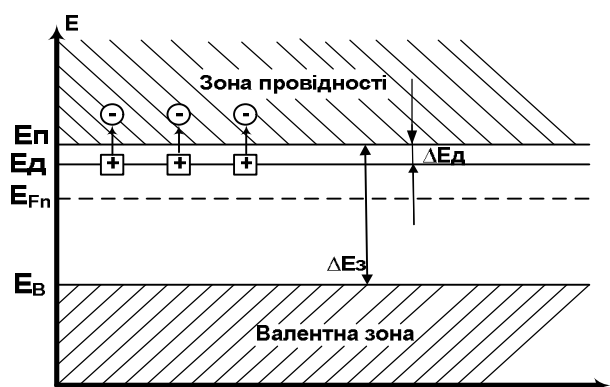


Рисунок 9 – Енергетичні зони домішкового напівпровідника n-типу

Положення рівня Фермі у напівпровіднику n-типу

$$E_{F_n} = E_{F_I} + kT \cdot \ln\left(\frac{n_n}{n_I}\right), \quad (5)$$

де k - постійна Больцмана,

T - абсолютна температура,

n_I - концентрація електронів у бездомішковому напівпровіднику,

n_n - концентрація електронів, як основних носіїв, у напівпровіднику n-типу.

З цього рівняння виходить, що рівень Фермі у напівпровіднику n-типу зміщується у бік зони провідності, причому тим більше, чим вище концентрація основних носіїв.

При додаванні у кристал германію домішки елементів III групи (наприклад, індію – In) атоми індію заміщають у вузлах кристалічної решітки атоми германію. Проте у цьому випадку при утворенні ковалентних зв'язків одного електрона не вистачає, оскільки атоми індію мають лише три валентні електрони (рисунок 10).

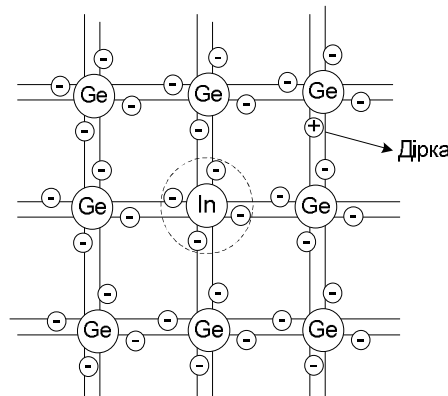


Рисунок 10 – Утворення надлишкових дірок у домішковому напівпровіднику

Оскільки домішковий енергетичний рівень індію E_A лежить у забороненій зоні поблизу валентної зони Ge , то досить дуже невеликої енергії $\Delta E_A = E_A - E_B \ll \Delta E_Z$ (наприклад, за рахунок тепла навколишнього

середовища), щоб електрони із верхніх рівнів валентної зони перемістилися на рівень домішки, утворивши потрібні ковалентні зв'язки.

У результаті у валентній зоні утворюються надлишкові вакантні енергетичні рівні (дірки), а атоми індію перетворюються на від'ємні іони (на рисунку 11 показано три від'ємних іони домішки у вигляді квадратиків). Число дірок у напівпровіднику при внесенні тривалентної домішки перевищує число електронів ($\Delta E_A \ll \Delta E_Z$). Такий напівпровідник має діркову провідність або провідність типу p (p - напівпровідник).

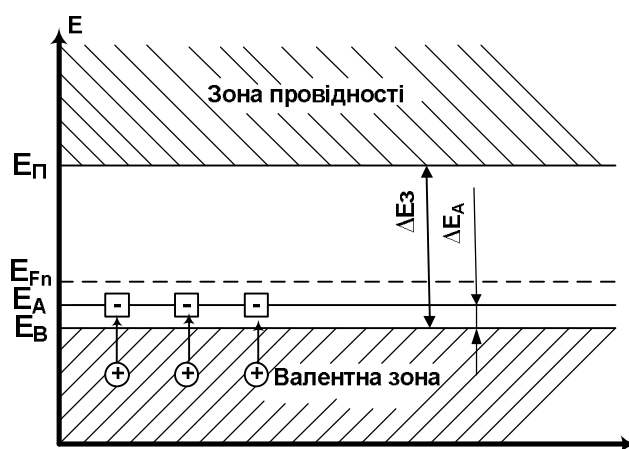


Рисунок 11 – Енергетичні рівні домішкового напівпровідника p -типу

Домішка, введення якої зумовлює утворення дірок у валентній зоні, називається акцепторною. У напівпровіднику типу p основними носіями є дірки, а неосновними - електрони.

Положення рівня Фермі у напівпровіднику p - типу

$$E_{F_p} = E_{F_i} - kT \cdot \ln\left(\frac{p_p}{p_i}\right), \quad (6)$$

де p_p - концентрація дірок, як основних носіїв, у напівпровіднику p -типу.

Як впливає з цього рівняння, рівень Фермі у напівпровіднику p -типу зміщується у бік валентної зони тим більше, чим більше p_p .

2 ТУНЕЛЬНИЙ ЕФЕКТ У Р-N ПЕРЕХОДІ

Явище тунельного ефекту у р-п переході було відкрите в 1958 році японським вченим Лео Єсакі. Цей ефект спостерігається у р-п переходах, виконаних на основі вироджених напівпровідників [1, 3, 6].

Введення донорної домішки зміщує рівень Фермі у бік зони провідності, а введення акцепторної домішки - у бік валентної зони. Концентрація атомів домішки у не вироджених напівпровідниках складає близько $10^{14} - 10^{18} \text{ см}^{-3}$. Рівень Фермі при цьому (хоча і зміщений) знаходиться у межах забороненої зони. У вироджених напівпровідників концентрація атомів домішок значно вище і складає близько $10^{19} - 10^{20} \text{ см}^{-3}$.

При цьому рівень Фермі знаходиться у зоні провідності напівпровідника n- типу і у валентній зоні напівпровідника р- типу (рисунок 12, а).

Ширина р-п переходу зворотно пропорційна концентрації домішки. Оскільки у вироджених напівпровідників концентрація домішки велика, питомий опір р- і n- областей малий і ширина р-п переходу невелика.

У р-п переходах, отриманих на основі вироджених напівпровідників, спостерігається так званий квантово-механічний тунельний ефект, що полягає у тому, що носії заряду, що мають меншу енергією, чим висота потенційного бар'єру, мають кінцеву ймовірність проникнення крізь вузький (близько 0,01мкм) бар'єр, не змінюючи своєї енергії. Вольт-амперна характеристика (ВАХ) р-п переходу на основі вироджених напівпровідників має характерну ділянку від'ємного диференціального опору (рисунок 13, ділянка 1...2).

Розглянемо процеси, що відбуваються у р-п переході на основі вироджених напівпровідників, пов'язавши цей розгляд з окремими точками і ділянками ВАХ: точка 0 - зовнішня напруга відсутня ($U_{звн} = 0$); ділянка

0...1 перша зростаюча ділянка ВАХ; точка 1 - максимальне значення прямого струму; ділянка 1...2 - ділянка від'ємного диференціального опору; точка 2 - мінімальне значення прямого струму; ділянка 2...3- друга зростаюча ділянка ВАХ; ділянка 0...4 - зворотне включення р-п переходу ($U_{звн} = U_{звр}$).

На рисунку 12 для відмічених точок і ділянок ВАХ показані енергетичні діаграми р-п переходу. Точка 0 (рисунок 12, а). Перехід знаходиться у стані термодинамічної рівноваги, рівень Фермі за всією р-п - структурою не змінює свого значення.

Верхня межа валентної зони напівпровідника р- типу (E_{Bp}) виявляється вищою за дно зони провідності напівпровідника n- типу ($E_{Пn}$). Відбувається перекриття зон ($E_{Bp} > E_{Пn}$).

Для спрощення пояснення процесів, що відбуваються у р-п переході, вважатимемо, що енергетичні рівні, що лежать нижче за рівень Фермі, повністю заповнені, що лежать вище за рівень Фермі - порожні.

Штриховими лініями представлені рівні, що повністю заповнені електронами. Заповнені енергетичні рівні зони провідності n- області розташовані проти також заповнених рівнів валентної зони р- області.

Відповідно до приведенного вище визначення тунельного ефекту тунельні переходи електронів при цьому неможливі і сумарний струм через р-п перехід дорівнює нулю.

Ділянка 0...1 (рисунок 12, б). При подачі на р-п перехід прямої напруги висота потенційного бар'єру і перекриття зон зменшуються. Рівень Фермі р- області зміщується вниз щодо рівня Фермі n- області.

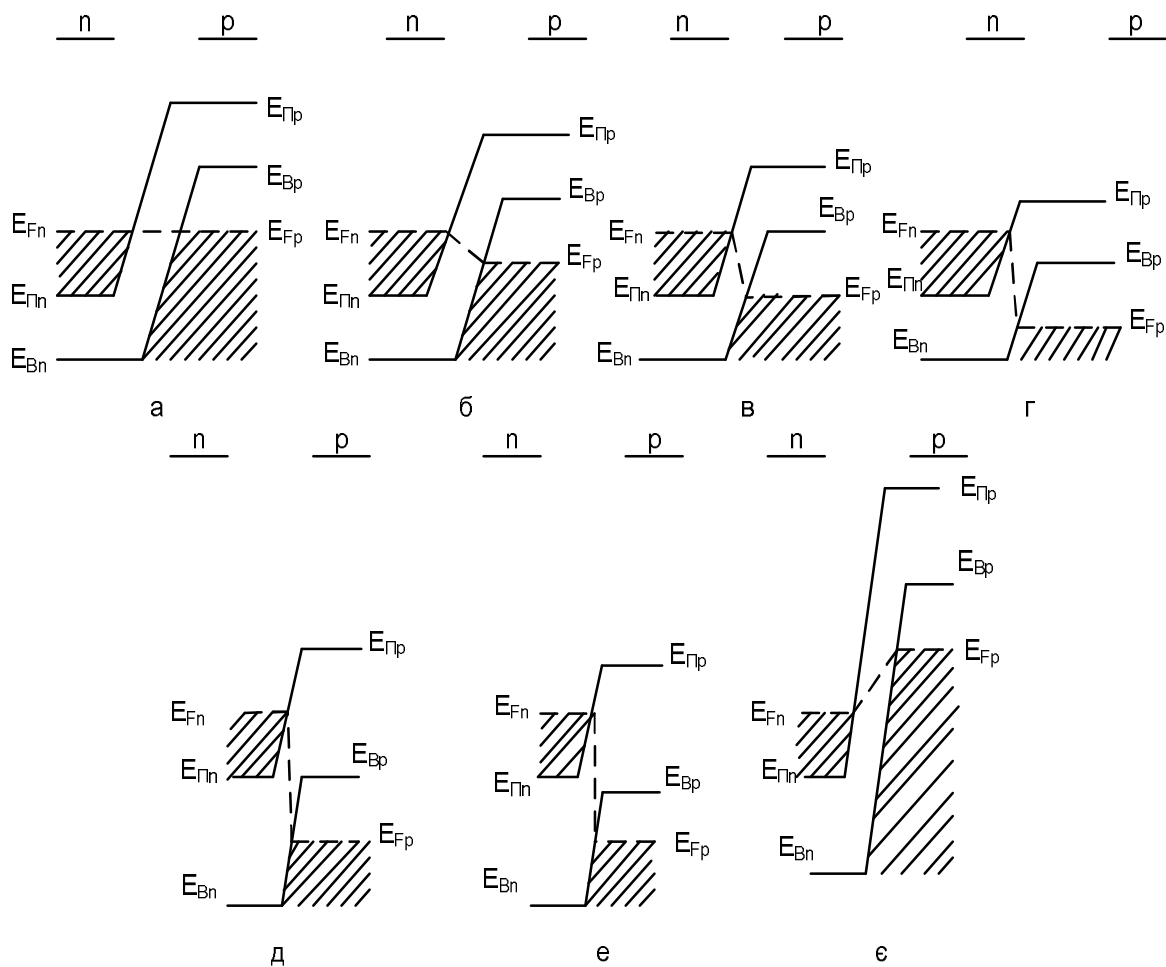


Рисунок 12 – Енергетичні діаграми р-п переходу на базі вироджених напівпровідників

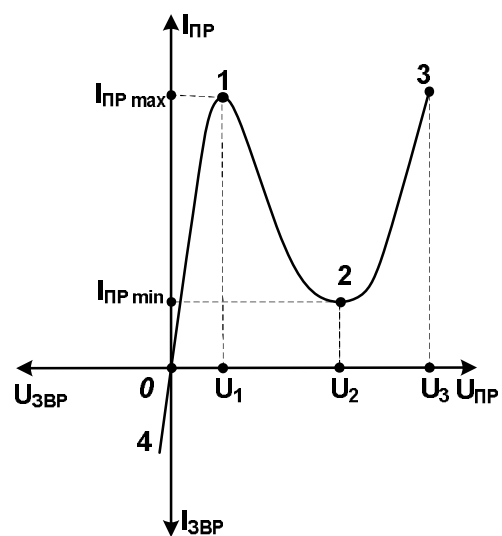


Рисунок 13 – ВАХ р-п переходу на базі вироджених напівпровідників

Частина заповнених рівнів зони провідності напівпровідника n-типу знаходиться проти порожніх рівнів валентної зони напівпровідника p-типу. Через p-n перехід починає протікати тунельний струм за рахунок тунельних переходів електронів з n- у p- область. При збільшенні прямої напруги перекриття зон зменшується, а тунельний струм відповідно збільшується.

Точка 1 (рисунок 12, в). Рівень Фермі n- області E_{Fn} співпадає зі стелею валентної зони p- області E_{Bp} ($E_{Fn} = E_{Bp}$). Подальше зростання прямого струму припиняється ($I_{PP} = I_{PP, \max}$).

Ділянка 1-2 (рисунок 12, г). При подальшому збільшенні U_{PP} стеля валентної зони p- області E_{Bp} зміщується вниз щодо дна зони провідності n- області і частина заповнених рівнів зони провідності n- області виявляється проти рівнів забороненої зони p- області. Кількість тунельних переходів електронів зменшується, тунельний струм падає. На ВАХ з'являється ділянка від'ємного диференціального опору (1...2).

Точка 2 (рисунок 12, д). За рахунок зростання прямої напруги стеля валентної зони p- області E_{Bp} опускається настільки, що виявляється проти дна зони провідності n- області ($E_{Bp} = E_{Fn}$). Перекриття зон зникає.

Тунельний (прямий) струм має мінімальне значення ($I_{PP} = I_{PP, \min}$).

Ділянка 2-3 (рисунок 12, е). Перекриття зон відсутнє. Тунельний ефект зникає. Через p-n перехід протікає звичайний дифузійний струм, який збільшується із зростанням прямої напруги.

Ділянка 0-4 (рисунок 12, є). До p-n переходу прикладена зворотна напруга. Висота потенційного бар'єру і перекриття зон збільшуються (у порівнянні з рисунком 12, а).

Рівень Фермі p- області, піднімається вгору щодо рівня Фермі n- області. Проти заповнених рівнів валентної зони p- області виявляються

порожні рівні зони провідності n-області. Через р-n перехід протікає зворотний тунельний струм, викликаний тунельними переходами електронів з р- області в n- область. Із зростанням зворотної напруги перекриття зон збільшується, тому зворотний тунельний струм зростає.

3 ТУНЕЛЬНІ ДІОДИ (ТД)

Тунельним називається напівпровідниковий діод, у якому використовується тунельний механізм перенесення носіїв заряду через р-n перехід і у ВАХ якого є ділянка від'ємного диференціального опору (рисунок 14, ділянка 1-2). ТД виготовляють з германію і арсеніду галію із високою концентрацією домішок (вироджені напівпровідники). Це дозволяє отримати дуже вузький р-n перехід. На відміну від розглянутих раніше діодів у таких переходах виникають умови для вільного тунельного проходження електронів через потенційний бар'єр (тунельний ефект).

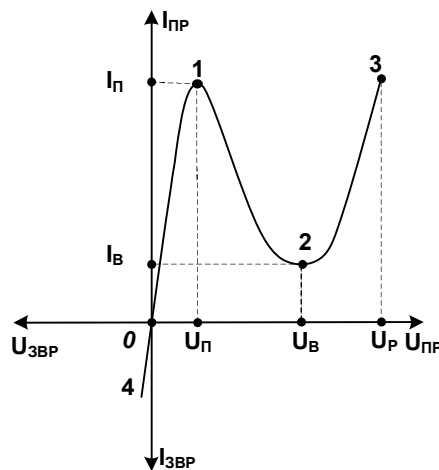


Рисунок 14 – ВАХ тунельного діода

Тунельний ефект приводить до появи на прямій гілці ВАХ діода падаючої ділянки з від'ємним опором (рисунок 14, ділянка 1-2). Оскільки тунельний струм не пов'язаний з порівняно повільними процесами дифузії і дрейфу електронів, ТД є практично безінерційними приладами. До переваг ТД слід віднести: широкий інтервал робочих частот і температур;

малу споживану потужність; високий допустимий експлуатаційний рівень радіації; використання для підсилення електричних сигналів. Недолік ТД - низький діапазон робочих напруг і струмів.

До основних електричних параметрів ТД належать (рисунок 14):

$I_{п}$ - піковий (максимальний) струм ТД (максимальне значення прямого струму на першій ділянці ВАХ, що зростає) складає одиниці міліампер; $U_{п}$ - напруга піка (напруга, що відповідає $I_{пр} = I_{п}$, $U_{п} = 30...100$ мВ); $I_{в}$ - струм впадини ТД (мінімальний струм); відношення пікового струму до струму впадини $\gamma = \frac{I_{п}}{I_{в}} = 5...20$; $U_{в}$ - напруга впадини ТД (напруга, що відповідає $I_{пр} = I_{в}$); $U_{р}$ - напруга розхилу (напруга, що відповідає $I_{пр} = I_{п}$ на другій ділянці, що зростає ВАХ); $U_{пер}$ - напруга переключення (стрибок напруги $U_{пер} = U_{р} - U_{п}$); диференціальний від'ємний опір $r_{диф} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$ (на ділянці ВАХ ТД, що спадає, складає десятки - сотні Ом).

Робочим для ТД є пряме включення (рисунок 15).

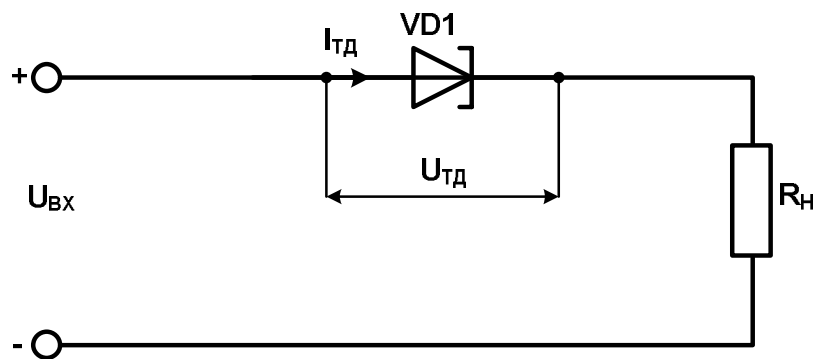


Рисунок 15 – Схема включення ТД у електричний ланцюг

ТД знаходять застосування у перемикачах (перемикальні); підсилювачах (підсилювальні) і генераторах (генераторні) схемах.

Внаслідок того, що ТД працюють при низькій робочій напрузі, вони потребують високостабільних джерел напруги живлення.

Несумісність технології виготовлення ТД із технологією виготовлення інтегральних схем перешкоджає їх широкому впровадженню у сучасну апаратуру. ТД - двополюсники, і при їх використанні, наприклад у підсилювачі, необхідні складні ланцюги розв'язки між входом і виходом пристрою. Тому у даний час ТД знаходять обмежене застосування.

Різновидом ТД є обернені діоди - ТД, у яких максимум струму на прямої гілці ВАХ або незначний або повністю відсутній. У таких діодах при прямому зсуві р-п переходу протікає дифузійний струм, як у звичайному діоді, а при зворотному - тунельний.

ВАХ оберненого діода (рисунок 16) є оберненою ВАХ звичайного ВД. Провідність обернених діодів при зворотній напрузі вища, ніж при прямій (у області малих напруг: 0,3...0,5 В).

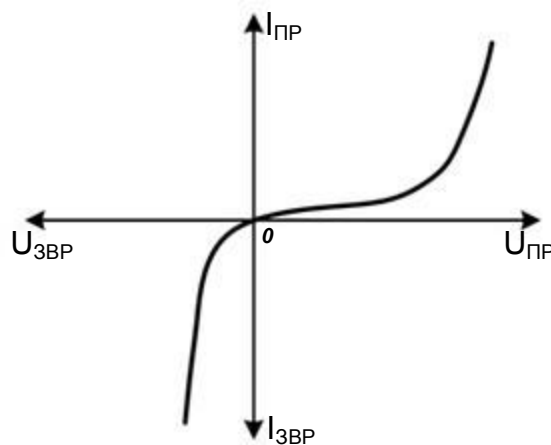


Рисунок 16 – ВАХ оберненого діода

4 ВАРИКАПИ

Варикапами називають напівпровідникові діоди, робота яких заснована на використанні залежності бар'єрної ємності р -п переходу від величини прикладеної зворотної напруги.

На відміну від звичайних конденсаторів змінної ємності, ємністю варикапів можна керувати дистанційно, змінюючи зворотну напругу на р-п

переході. Варикапи мають низьку інерційність, високу добротність; низький рівень шумів на високих частотах; малі габаритні розміри, хорошу температурну стабільність, високу надійність.

Вольт-фарадна характеристика варикапа показана на рисунку 17.

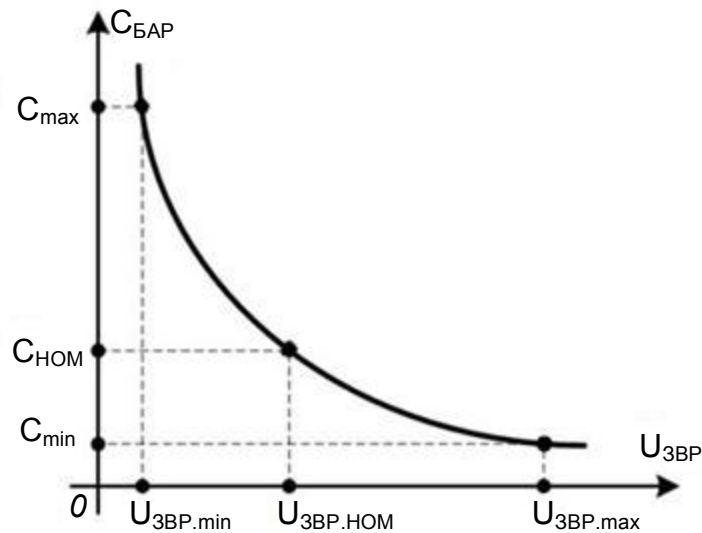


Рисунок 17 – Вольт-фарадна характеристика варикапа

Мінімальна ємність C_{min} визначається максимально допустимою зворотною напругою, яка не приводить до пробію р-п переходу. Величина C_{max} залежить від заданої вихідної напруги на варикапі $U_{\text{ЗВР.ПОЧ}} = U_{\text{ЗВР.min}}$.

До основних параметрів варикапів відносяться: C_{HOM} (при $U_{\text{ЗВР}} = U_{\text{ЗВР.HOM}}$); C_{max} ; C_{min} ; коефіцієнт перекриття за ємністю $K_{\Pi} = \frac{C_{\text{max}}}{C_{\text{min}}}$; добротність Q ; $U_{\text{ЗВР.max}}$; температурний коефіцієнт ємності $TK\epsilon \approx \frac{\Delta C}{C_{\text{HOM}}} \cdot \frac{1}{\Delta T} K^{-1}$ (складає приблизно $(200 \dots 500) \cdot 10^{-6} K^{-1}$).

Зазвичай до варикапа прикладається невелика змінна напруга ($U \sim$) і постійна напруга зсуву ($U_{\text{ЗС}} \gg U \sim$).

Їх сумарна величина може змінюватися від $U_{\max}$ до $U_{\min}$. При цьому значення ємності для змінної складової напруги змінюється від $C_{\max}$ до $C_{\min}$. Величина U_{3C} складає одиниці - десятки вольт. $C_{\max}$ - десятки пікофарад. Коефіцієнт перекриття за ємністю - декілька одиниць.

Варикапи широко застосовуються у різних схемах для автоматичного підстроювання (зміни) частоти; у параметричних підсилювачах і т. ін. Варикап, призначений для застосування у діапазоні НВЧ у параметричних підсилювачах, називається параметричним діодом.

Нами стисло розглянута значна частина сучасних напівпровідникових діодів. Фотодіоди і світлодіоди будуть розглянуті окремо у лекції 3 ("Фотоелектронні прилади").

5 ГЕТЕРОПЕРЕХІД

Гетероперехід - це р-n-перехід, що створився в результаті контакту напівпровідників із різною шириною забороненої зони (на відміну від гомопереходу - створеного контактом напівпровідників з однаковою шириною забороненої зони) [10].

Приклад гетеропереходів: Германій - Кремній, Германій - Арсенід галію і т. ін.

Гетероперехід може бути створений напівпровідниками як різних типів провідності n - p; p - n, так і одного типу провідності n - n; p - p.

При використанні гетеропереходів типу n - n у прямій провідності беруть участь тільки основні носії струму - електрони, а це означає, що при переключенні прикладеної зовнішньої напруги з прямої на зворотну у переході не буде відбуватися відносно повільне розсмоктування неосновних носіїв (як у звичайних р-n-переходах). При цьому час переключення суттєво зменшується (до 0.1...1 нс). Гетеропереходи застосовуються у фотоелектронних приладах (світлодіоди, фотодіоди).

6 ПЕРЕХІД ШОТТКИ

При контакті металу з напівпровідником n-типу з'являється перехід Шоттки. Його особливість - відсутність неосновних носіїв заряду. Перехід Шоттки працює тільки на основних носіях (електронах). У переході Шоттки відсутня дифузійна ємність, пов'язана з накопиченням та розсмоктуванням неосновних носіїв, тому сильно зменшується час переключення. Крім того, падіння напруги на переході Шоттки значно менше, ніж на звичайному p-n - переході (0,1 В) [1, 6, 10].

7 ІМПУЛЬСНІ ДІОДИ

Імпульсні діоди - це ВЧ діоди, які призначені для роботи у імпульсних схемах із часом переключення ≤ 1 мс. В них вжиті спеціальні заходи для зниження $C_{\text{БАР}}$ та скорочення часу життя неосновних носіїв. На рисунку 18 наведена схема включення імпульсного діода у електричний ланцюг.

Під час подачі прямої напруги $U_{\text{пр}}$ діод відкритий і через нього протікає струм:

$$I_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R}.$$

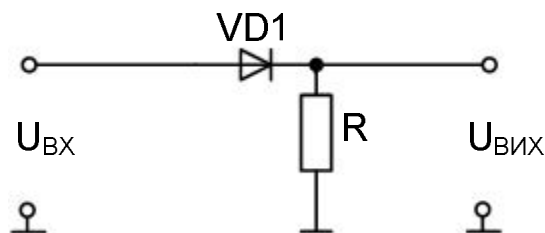


Рисунок 18 – Схема включення імпульсного діода у електричний ланцюг

Розглянемо часову діаграму роботи діода при подачі на його вхід імпульсної напруги (рисунок 19, а).

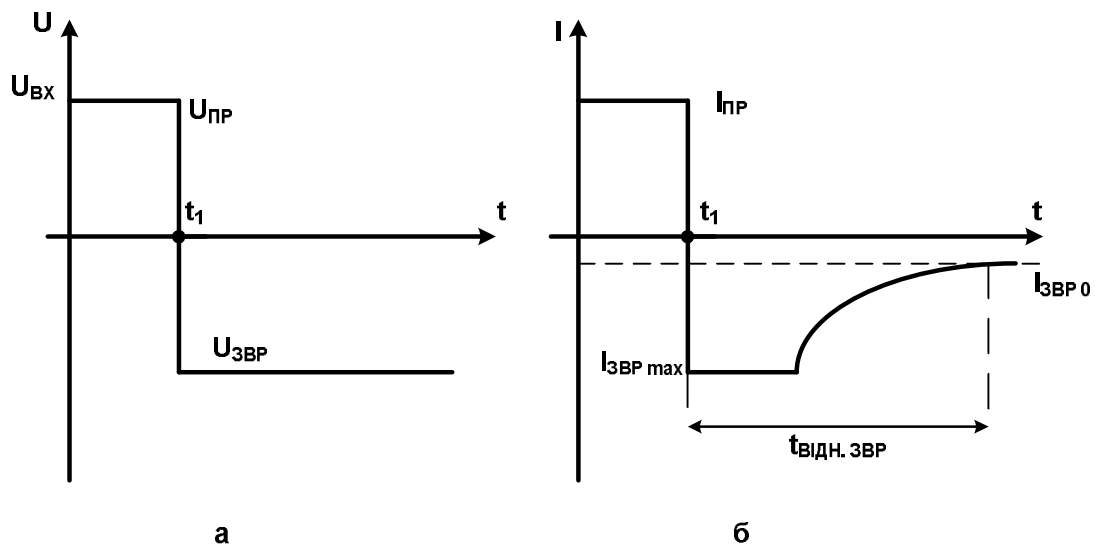


Рисунок 19 – Часові діаграми роботи імпульсного діода

При подачі зворотної напруги $U_{ЗВР}$ діод закривається не відразу. В перший момент після стрибка протікає великий струм $I_{ЗВР.max}$. Цей струм зумовлений наявністю об'ємного заряду неосновних носіїв у базі діода, які накопичуються у ній під час протікання $I_{ПР}$. Чим більше був $I_{ПР}$, тим більше буде $I_{ЗВР.max}$. Через деякий час у результаті рекомбінації об'ємний заряд неосновних носіїв розсмоктується та встановлюються невеликий струм $I_{ЗВР0}$ та високий зворотний опір діода.

Інтервал часу між переключенням напруги на діоді з прямої на зворотну та моментом, коли зворотний струм досягне сталого значення називається - часом відновлення зворотного опору (струму) та позначається $t_{відн.ЗВР}$ (або $\tau_{відн.ЗВР}$).

8 СТАБІСТОРИ

Стабістор це напівпровідниковий діод, в якому для стабілізації напруги використовується пряма гілка вольт-амперної характеристики (тобто в області прямого зсуву напруга на стабісторі слабо залежить від

струму). Відмінною особливістю стабісторів у порівнянні із стабілітронами є менша напруга стабілізації, яка становить приблизно 0,7 В. Послідовне з'єднання двох або трьох стабісторів дає можливість отримати подвійне або потроєне значення напруги стабілізації. Деякі типи стабісторів являють собою єдиний набір з послідовним з'єднанням окремих елементів. Стабісторам притаманний від'ємний температурний коефіцієнт опору, тобто напруга на стабісторі при незмінному струмі зменшується зі збільшенням температури.

Через це стабістори використовують для температурної компенсації стабілітронів з додатним температурним коефіцієнтом опору. Основна частина стабісторів – це кремнієві діоди.

Крім кремнієвих стабісторів промисловість випускає і селенові полікристалічні стабістори, які відрізняються простотою виготовлення, а значить, меншою вартістю. Однак, селенові стабістори мають менший гарантований термін служби і вузький діапазон робочих температур.

9 ДВОАНОДНІ СТАБІЛІТРОНИ

У порівнянні зі звичайними стабілітронами двоанодні стабілітрони мають досить низьку регламентовану напругу пробою (при зворотному включенні) і можуть підтримувати цю напругу на постійному рівні при значній зміні величини зворотного струму.

Двоанодні стабілітрони забезпечують стабілізацію і обмеження двополярних напруг. Двоканальні стабілітрони (діоди Зенера) мають симетричну ВАХ (рисунок 20).

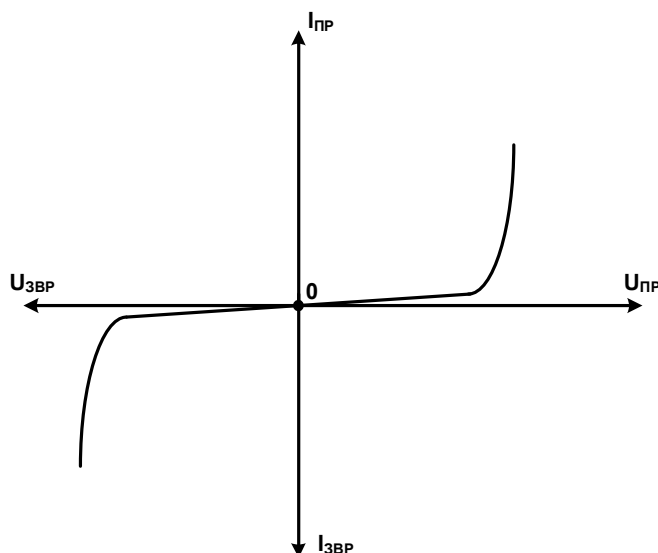


Рисунок 20 – ВАХ двоанодного стабілітрона

ПИТАННЯ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

- 1) Дайте визначення поняттю електронно-дірковий перехід.
- 2) Дайте визначення напівпровідників n – типу та p – типу.
- 3) Які фізичні процеси протікають у p - n переході за відсутності зовнішнього електричного поля? Опишіть зворотне і пряме включення p - n переходу.
- 4) Наведіть та поясніть вольт-амперну характеристику (ВАХ) $p - n$ переходу.
- 5) Дайте визначення напівпровідниковому діоду (НД). Принцип роботи. Види і типи НД.
- 6) Що спільного і чим відрізняються ВАХ ВД та $p - n$ переходу?
- 7) Наведіть схематично енергетичні зони напівпровідників: чистого; n – типу та p – типу.
- 8) Опишіть процес генерації пар електрон – дірка.
- 9) Опишіть розподіл електронів за квантовими станами.
- 10) Які процеси називають: рекомбінацією, інжекцією та екстракцією?

- 11) Яка провідність напівпровідника називається власною та домішковою?
- 12) Які ємності утворюються у р – n переході при його зворотному та прямому включенні?
- 13) Опишіть тунельний ефект у р-n переході. Опишіть тунельні діоди.
- 14) Поясніть принцип дії стабілітрону.
- 15) Назвіть призначення варикапу.
- 16) Наведіть схематично енергетичні зони напівпровідників: чистого; n – типу та р – типу.
- 17) Який вигляд має кристалічна решітка чистого кремнію?
- 18) Як змінюється вигляд кристалічних решіток кремнію при додаванні донорної та акцепторної домішок?

ЛІТЕРАТУРА

[1...11; 14...19; 21; 25; 26; 30; 33; 34]

ТЕМА 1.2 ТРАНЗИСТОРИ

ЛЕКЦІЯ 2 ТРАНЗИСТОРИ

1 БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

1.1 Загальна характеристика

1.2 Принцип роботи транзистора

1.3 Схеми включення біполярних транзисторів

1.4 Статичні вольт-амперні характеристики (ВАХ) транзистора

1.5 Режим роботи транзистора з навантаженням

1.6 Режими роботи транзистора

2 ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

2.1 Загальна характеристика

2.2 Польові транзистори із затвором у вигляді р-п переходу

2.2.1 Загальна характеристика

2.2.2 Принцип роботи польових транзисторів з затвором у вигляді р-п переходу

2.3 Польові транзистори із ізольованим затвором. Метал-діелектрик-напівпровідник (МДН) або метал-окисел-напівпровідник (МОН) польові транзистори

2.3.1 Загальна характеристика

2.3.2 Метал-окисел-напівпровідник (МОН) польовий транзистор із вбудованим каналом

2.3.3 Метал-окисел-напівпровідник (МОН) польовий транзистор із каналом, що індукується

2.4 Основні властивості та застосування польових транзисторів

САМОСТІЙНА РОБОТА СТУДЕНТІВ (СРС)

1 ЕКВІВАЛЕНТНІ СХЕМИ І ПАРАМЕТРИ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ (БТ). РОЗРАХУНОК Н-ПАРАМЕТРІВ

**БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ ЗА СТАТИЧНИМИ ВОЛЬТ-
АМПЕРНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ**

2 ДРЕЙФОВІ ТА БЕЗДРЕЙФОВІ ТРАНЗИСТОРИ

3 ШУМИ ТРАНЗИСТОРІВ

4 СКЛАДЕНИЙ ТРАНЗИСТОР

5 ОДНОПЕРЕХІДНІ ТРАНЗИСТОРИ (ОТ)

ПИТАННЯ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

ЛІТЕРАТУРА

[1...11; 14...19; 21; 25; 26; 30; 33; 34]

1 БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

1.1 Загальна характеристика

Транзистори поділяються на біполярні та польові.

Біполярний транзистор (БТ) - це напівпровідниковий пристрій, який має два р-п переходи і три виводи. У перші роки після їх винаходу транзистори називали напівпровідниковими тріодами.

Транзистори призначені для підсилення та перетворення електричних сигналів.

В роботі транзистора використовуються носії заряду обох полярностей (електрони та дірки), тому вони називаються біполярними.

За матеріалом, що використовується, транзистори поділяються на:

- германієві;
- кремнієві.

За технологією виготовлення БТ поділяються на:

- сплавні;
- вирощувані;
- дифузійні;
- епітаксціальні;
- планарні.

У позначенні біполярних транзисторів використовуються літери та цифри.

Перший елемент:

- Г або 1 - германій або його з'єднання;
- К або 2 - кремній або його з'єднання.

Другий елемент:

- Т - транзистор (крім польових).

Третій елемент:

1) Транзистори малої потужності із потужністю розсіювання

$$P_k \leq 0.3 \text{ Вт};$$

- низької частоти ($f_{\text{ГП}} \leq 3 \text{ МГц}$);
- середньої частоти ($3 < f_{\text{ГП}} \leq 30 \text{ МГц}$);
- високої та надвисокої частоти ($f_{\text{ГП}} > 30 \text{ МГц}$).

2) Транзистори середньої потужності ($0.3 < P_k \leq 1.5 \text{ Вт}$):

- низької частоти (НЧ);
- середньої частоти (СЧ);
- високої та надвисокої частоти (ВЧ та НВЧ).

3) Транзистори великої потужності ($P_k > 1.5 \text{ Вт}$):

- НЧ;
- СЧ;
- ВЧ та НВЧ.

Четвертий, п'ятий, та шостий елементи:

цифри – позначають порядковий номер розробки від 01 до 999.

Сьомий елемент: літери від А до Я - класифікація за параметрами транзисторів, виготовлених за єдиною технологією (виключаючи літери З, О, Ч, які схожі на цифри).

На рисунку 1 наведений приклад позначення (маркування) біполярного транзистора.



Рисунок 1 – Приклад маркування біполярного транзистора

Крім того, використовуються додаткові елементи, які позначають:
С – транзисторна збірка, наприклад 2ТС622; 2Т399А-2 - безкорпусний транзистор із гнучкими виводами і т. ін.

Біполярний транзистор (БТ) є структурою р-п-р - або п-р-п- типу, що отримана в одному монокристалі напівпровідника (рисунок 2).

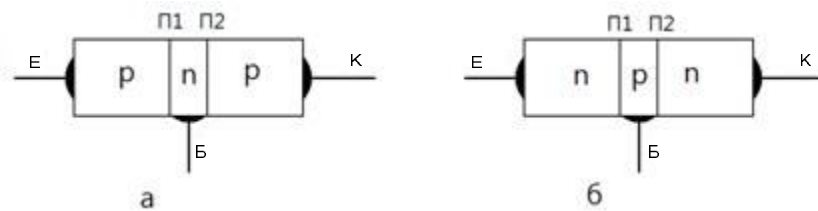


Рисунок 2 – Структура біполярного транзистора

Внутрішня область, що розділяє р-п переходи, називається базою (Б). Зовнішній шар, призначений для інжектування носіїв у базу, називається емітером (Е), а р-п перехід П1, що примикає до емітера, - емітерним. Інший зовнішній шар, екстракуючий (той, що витягує) носії з бази, називається колектором (К), а р-п перехід П2 - колекторним.

Для виготовлення біполярних транзисторів в основному використовують кремній та германій, оброблені за відповідною технологією: сплавною; дифузійною; вирощеною, епітаксіальною; планарною і т. ін. Перші транзистори були точковими, але вони працювали нестійко. Зараз виготовляються і застосовуються площинні транзистори.

Умовні графічні позначення БТ на схемах електричних принципів показані на рисунку 3.



Рисунок 3 – Позначення БТ на електричних схемах

Конструкції транзисторів описані в [2,3,6,18]. Основними особливостями конструкції БТ є те, що база створюється дуже вузькою

(декілька мікрометрів); емітер містить значно більшу концентрацію домішки, ніж база; площа колекторного переходу більша, ніж емітерного.

1.2 Принцип роботи транзистора

БТ може працювати у декількох режимах: той, що підсилює, імпульсному, ключовому і т. ін. В режимі роботи БТ, що підсилює, його емітерний перехід зміщують у прямому, а колекторний - у зворотному напрямках (рисунок 4, а).

За відсутності зовнішніх напруг ($U_{EB} = U_{KB} = 0$) електричні поля р-n переходів створюються лише об'ємними зарядами іонів домішок і потенційні бар'єри обох переходів ($\varphi_{K0E} = \varphi_{K0K} = \varphi_{K0}$) підтримують рівновагу у транзисторі (рисунок 4, б).

Сумарні струми через р-n переходи дорівнюють нулю. При цьому у бездрейфових транзисторах (найбільш поширених) концентрація домішки у базі рівномірна за всією товщиною і електричне поле у базі відсутнє. Потенціал бази постійний за всією товщиною ($\varphi_B = const$, рисунок 4, б).

На рисунку 4, в показане розташування енергетичних зон у транзисторі за відсутності зовнішньої напруги. За наявності напруги U_{EB} і U_{KB} , що визначаються зовнішніми джерелами E_E і E_K відбувається перерозподіл електричних потенціалів переходів і зміна розташування енергетичних зон. Напругу U_{EB} прикладено до емітерного переходу у прямому напрямі, а U_{KB} до колекторного переходу - у зворотному. Опір емітерного переходу малий і для отримання нормального струму у цьому переході достатньо напруги U_{EB} у десяті долі вольт.

Опір колекторного переходу великий, і напруга U_{KB} складає одиниці - десятки вольт. У емітерному переході виникає явище інжекції [1...3,6,18].

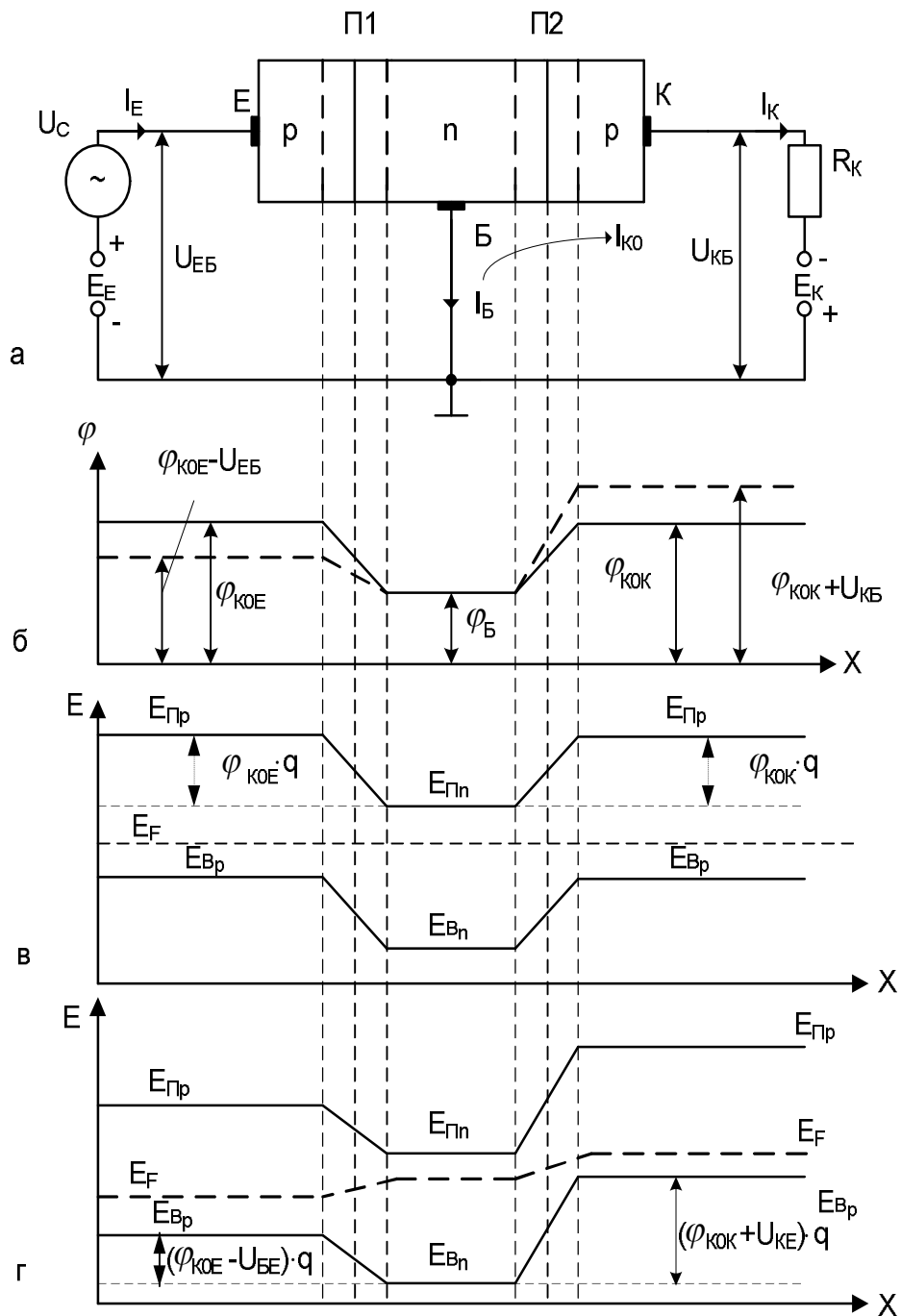


Рисунок 4 – Біполярний транзистор:

а – схема включення;

б – розподілення потенціалу у структурі;

в, г – розташування енергетичних зон

Оскільки концентрація дірок у емітері значно перевищує концентрацію електронів у базі ($p_E \gg n_B$), потік дірок із емітера у базу значно перевершує потік електронів у зворотному напрямі.

У загальному випадку через емітерний перехід протікає струм

$I_E = I_{Ep} + I_{En}$, де I_{Ep} , I_{En} - відповідно діркова і електронна складові.

Чим менше I_{En} , тим ефективніше робота транзистора. Тому введений коефіцієнт γ , що оцінює ефективність емітера:

$$\gamma = \frac{I_{Ep}}{I_E} = \frac{I_{Ep}}{I_{Ep} + I_{En}} = \frac{1}{1 + \frac{I_{En}}{I_{Ep}}} \approx 0.999. \quad (1)$$

У ідеальному транзисторі $I_{En} = 0$, $\gamma = 1$. Інжектвані дірки проникають у глиб бази. Залежно від механізму проходження носіїв заряду через область бази розрізняють бездрейфові і дрейфові транзистори [1,3,16,18]. Не зважаючи на цю відмінність, дірки, потрапивши у базу, для якої вони є неосновними носіями, починають рекомбінувати із електронами бази. Цей процес викликає додаткове прибуття електронів від зовнішнього джерела у базову область, тобто з'являється базовий струм I_B .

Процес рекомбінації відбувається не миттєво і пов'язаний із часом життя неосновних носіїв (час, протягом якого концентрація неосновних носіїв зменшується в e раз). Товщина бази дуже мала (одиниці мікрон). Тому середній час пробігу неосновних носіїв заряду через базу значно менше часу їх життя, тобто велика частка дірок доходить до колекторного переходу. Для оцінки описаного процесу введений коефіцієнт перенесення носіїв у базі (у нашому випадку дірок): $\beta_p = \frac{I_{Bp}}{I_{Ep}}$, де I_{Bp} - діркова складова струму бази, яка визначається кількістю дірок, що дійшли до колекторного переходу ($I_{Bp} < I_{Ep}$, $\beta < 1$).

У колекторному переході, включеному у зворотному напрямі, відбувається явище екстракції [1,3,16,18]. Площа цього переходу значно більше площі емітерного, тому майже всі дірки виводяться в область колектора. З'являється струм колектора I_K . У загальному випадку струм

колектора складається із двох складових $I_K = I_{Kp} + I_{K0}$, де I_{Kp} - струм, що протікає у ланцюзі колектора за рахунок описаних раніше процесів; I_{K0} - зворотний струм насичення зворотно включеного колекторного переходу. Одним із основних параметрів транзистора є коефіцієнт передачі струму емітера: $\alpha = \frac{I_K}{I_E}$. Оскільки I_{K0} дуже малий, часто записують:

$$\alpha = \frac{I_{Kp}}{I_E} \quad (\alpha = (0,95 \dots 0,99)); \quad I_B = (0,05 \dots 0,01) \cdot I_E; \quad I_K = (0,95 \dots 0,99) \cdot I_E).$$

Окрім описаних процесів у транзисторі може відбуватися також процес розмноження дірок у колекторному переході за рахунок явища ударної іонізації (враховується коефіцієнтом M [1,3,16,18] і процес рекомбінації дірок із електронами у колекторному переході (враховується коефіцієнтом β_{PK} [1,3,16,18]).

Названі коефіцієнти зв'язані між собою співвідношенням

$$\alpha = \gamma \cdot \beta_p \cdot \beta_{PK} \cdot M. \quad (2)$$

Повний струм колектора $I_K = \alpha \cdot I_E + I_{K0}$. Оскільки $I_{K0} \approx 0$, часто вважають, що $I_K = \alpha \cdot I_E$. Струм бази $I_B = I_E - I_K = I_E(1 - \alpha) - I_{K0}$. При $I_E = 0$, $I_B = -I_{K0}$.

Таким чином, у транзисторі, включеному як показано на рисунку 3, через емітерний перехід протікає вхідний струм I_E - який керує, а через колекторний перехід - вихідний струм I_K , яким керують. Іншими словами, транзистор - прилад, у якого вхідний струм керує вихідним.

Оскільки емітерний p-n перехід включений у прямому напрямі, а колекторний - у зворотному, вхідна напруга впливає на колекторний струм значно сильніше, ніж вихідна. На цій властивості і заснована підсилююча дія транзистора. Якщо напруга, а отже, і струм у ланцюзі емітера змінювати у часі за законом джерела змінного сигналу U_c (рисунку 4, а),

то за цим же законом змінюватиметься струм I_K , а отже і напруга на опорі навантаження R_K . За відсутності підсилення за струмом ($I_K < I_E$ на величину струму бази) розглянута схема підсилює напругу (вхідний опір малий, вихідний великий, а струми $I_K \approx I_E$, оскільки $I_B \approx 0$).

Зв'язок між змінними складовими струмів і напруг виражається очевидними співвідношеннями $U_{BX} = I_E R_{BX}$; $U_{ВІХ} = I_K R_K = \alpha I_E R_E$ (R_{BX} - вхідний опір змінному струму - складає десятки Ом; R_K - опір навантаження транзистора - складає тисячі Ом; $R_K \gg R_{BX}$, тому $U_{ВІХ} \gg U_{BX}$).

Транзистор - активний елемент, що має здатність підсилювати потужність електричного сигналу за рахунок споживання енергії зовнішніх джерел живлення. Змінюючи струм у вхідному ланцюзі за певним законом, можна отримати підсилений сигнал на виході тієї ж форми.

Як приклад, розглянутий принцип роботи транзистора р-п-р-типу. Всі описані процеси, співвідношення і параметри характерні і для транзистора п-р-п-типу. Відмінність полягає у тому, що змінюється полярність підключення зовнішніх джерел живлення і з емітера інжектуються у базу, а потім виводяться в колектор не дірки, а електрони.

1.3 Схеми включення біполярних транзисторів

У електричний ланцюг транзистор включають таким чином, що один із його електродів є вхідним, в іншій - вихідним. Третій електрод – спільний щодо входу і виходу. У ланцюг вхідного електрода включають джерело вхідного змінного сигналу, а в ланцюг вихідного - опір навантаження. Залежно від того, який електрод є спільним, розрізняють три схеми включення транзисторів: із спільною базою (СБ), із спільним емітером (СЕ) і із спільним колектором (СК). Ці схеми для транзистора

p-n-p - типу показані на рисунку 5.

Для транзистора n-p-n - типу у схемах включення змінюються лише полярність напруг живлення і напрямки струмів.

Слід пам'ятати, що у підсилювальному режимі роботи транзистора його емітерний перехід включений у прямому напрямі, а колекторний - у зворотному незалежно від схеми включення.

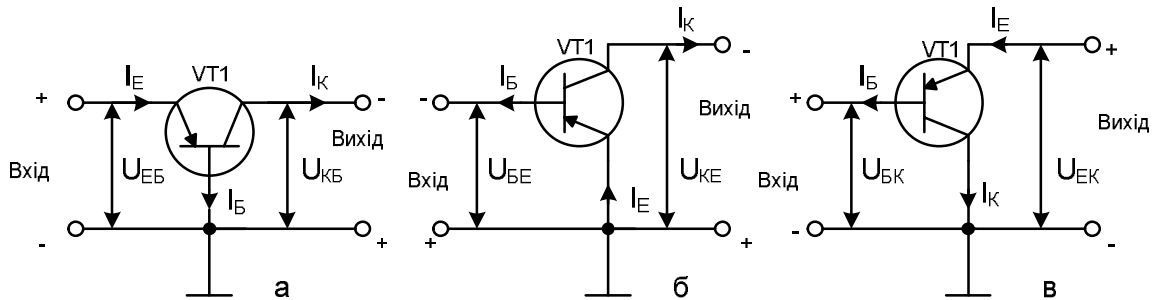


Рисунок 5 – Схема включення БТ: а – СБ; б – СЕ; в – СК

Найбільш поширеною є схема включення із СЕ (рисунок 5, б), що має найбільше підсилення потужності.

1.4 Статичні вольт-амперні характеристики (ВАХ) транзистора

Кожна схема включення у загальному випадку характеризується чотирма сім'ями ВАХ: а - вихідними; б - вхідними; в - характеристиками передачі за струмом; г - характеристиками зворотного зв'язку за напругою [1,3,16,18]. Перші дві з них є основними.

На рисунках 6, 7 показані вхідні і вихідні статичні вольт-амперні характеристики схем із СБ і СЕ транзистора p-n-p - типу.

1.5 Режим роботи транзистора з навантаженням

Статичні ВАХ (рисунки 6, 7) знімаються за відсутності опору навантаження у вихідному ланцюзі.

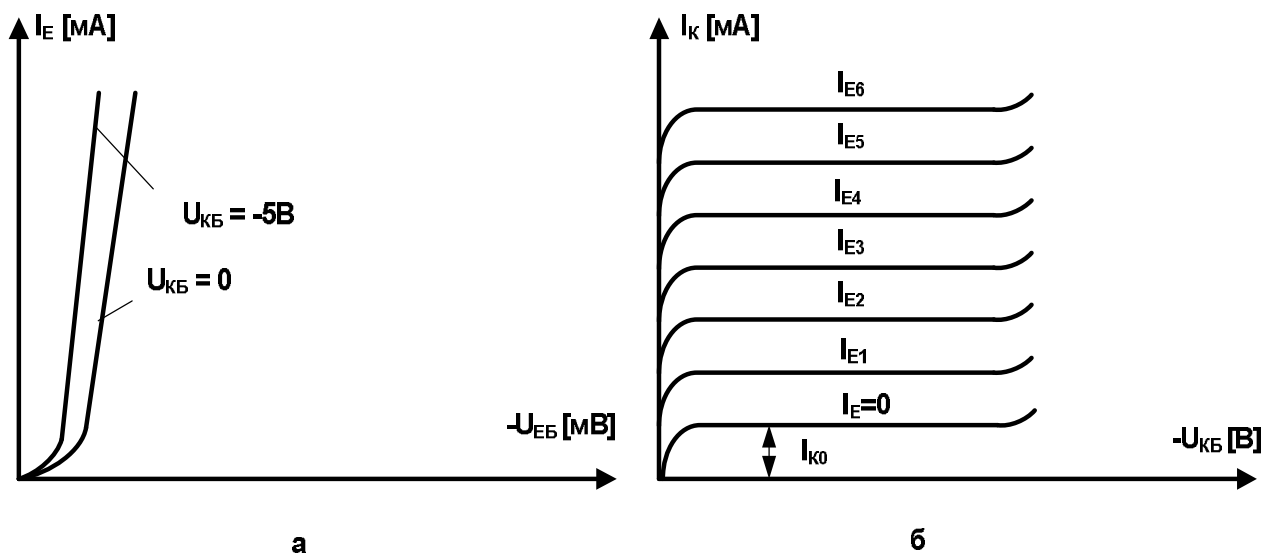


Рисунок 6 – Статичні ВАХ схеми із СБ: а – вхідні; б – вихідні

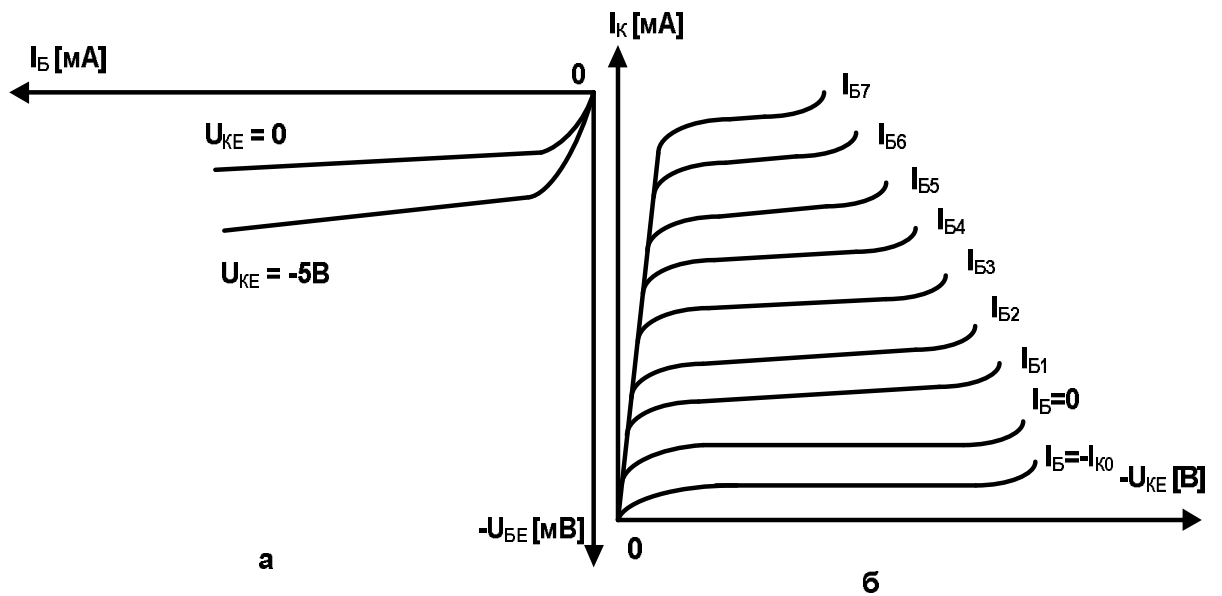


Рисунок 7 – Статичні ВАХ схеми із СЕ: а – вхідні; б – вихідні

У практичних випадках вихідний ланцюг містить опір навантаження R_K (для схеми із СЕ). У цьому випадку мають на увазі динамічний режим роботи транзистора. Розглянемо динаміку роботи транзистора на прикладі схеми із СЕ (рисунок 8, а).

У динамічному режимі зміни колекторного струму при $E_K = const$ і $R_K = const$ залежать не лише від зміни базового струму, але і від зміни

напруги на колекторі ($I_K = f(I_B, U_{KE})$). Рівняння динаміки при цьому має вид

$$|U_{KE}| = |E_K| - |I_K \cdot R_K|. \quad (3)$$

Напруга U_{KE} , у свою чергу, визначається змінами як базового, так і колекторного струмів, тобто у динаміці одночасно змінюються всі струми і напруги у транзисторі ($I_B \uparrow I_K \uparrow U_{KE} \downarrow I_K \downarrow$).

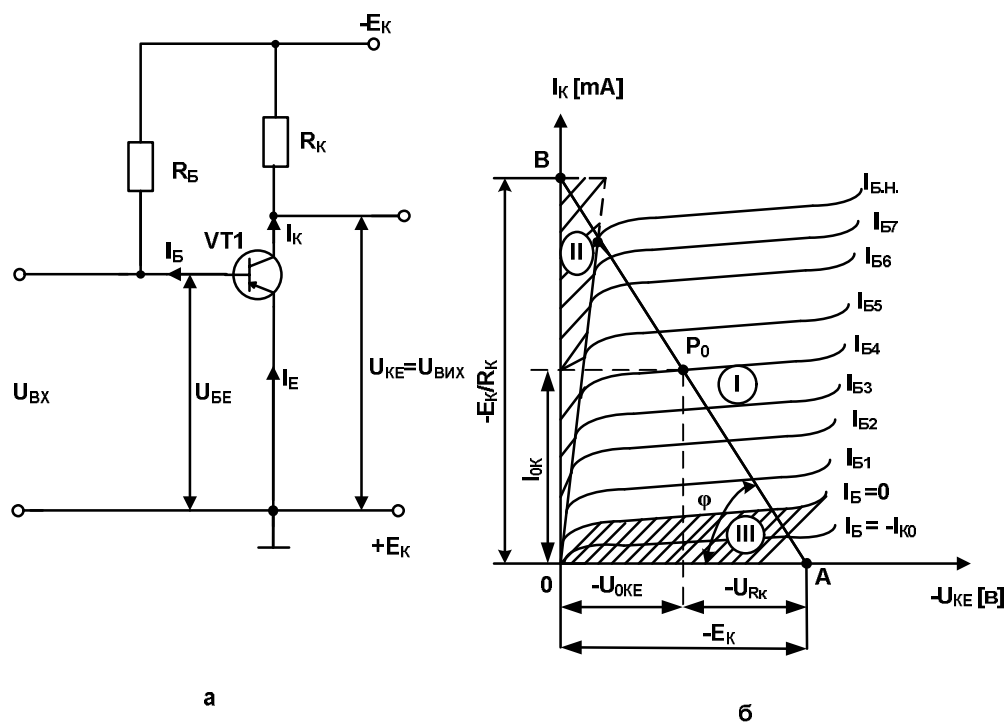


Рисунок 8 – БТ із СЕ: а – електрична схема включення; б – вихідні статичні ВАХ та динамічна характеристика

Такий режим роботи називається динамічним, а характеристика, що визначає зв'язок між струмами і напругами транзистора за наявності опору навантаження R_K , - динамічною характеристикою. Ця характеристика будується на сім'ях статичних ВАХ при заданих значеннях E_K і R_K (рисунок 8, б).

Для побудови динамічної вихідної характеристики схеми із СЕ використане рівняння динамічного режиму (3), яке є рівнянням прямої лінії. Це очевидно, якщо представити (3) у вигляді

$$I_K = \left| \frac{E_K}{R_K} \right| - \left| \frac{U_{KE}}{R_K} \right|, \quad (4)$$

де $|U_{KE}| = |E_K|$, при $I_K = 0$ - точка А (рисунок 8, б);

$I_K = \left| \frac{E_K}{R_K} \right|$, при $U_{KE} = 0$ - точка В;

$$\varphi = \arctg\left(\frac{1}{R_K}\right) - \text{кут нахилу прямої до осі абсцис.} \quad (5)$$

Точка перетину динамічної характеристики (прямої навантаження) з однією із статичних ВАХ називається робочою точкою транзистора (P). Змінюючи I_B , можна переміщати робочу точку по прямій навантаження. Початкове положення робочої точки за відсутності вхідного змінного сигналу називають точкою спокою P_C (P_0).

1.6 Режими роботи транзистора

В залежності від положення робочої точки, існує три основні режими роботи транзистора: активний (лінійний, підсилюючий), насичення і відсічки. Поняття режиму пов'язане із наявністю трьох областей у транзистора: активної, насичення і відсічки.

На рисунку 9 наведені три області транзистора, відповідно *I*, *II* і *III*.

Область відсічки обмежена зверху ВАХ, що відповідає $I_B = -I_{K0}$ (обидва р-п переходи транзистора закриті). Область насичення обмежена справа прямою лінією, з якої виходять статичні ВАХ (обидва р-п переходи транзистора відкриті). Активна область лежить між областями відсічки і насичення (емітерний перехід відкритий, а колекторний – закритий).

У активному режимі точка спокою P_C транзистора знаходиться приблизно посередині ділянки прямої навантаження CF (рисунок 9), а

робоча точка не виходить за межі ділянки CF. У режимі насичення робоча точка знаходиться в області насичення, а у режимі відсічки - відповідно у області відсічки.

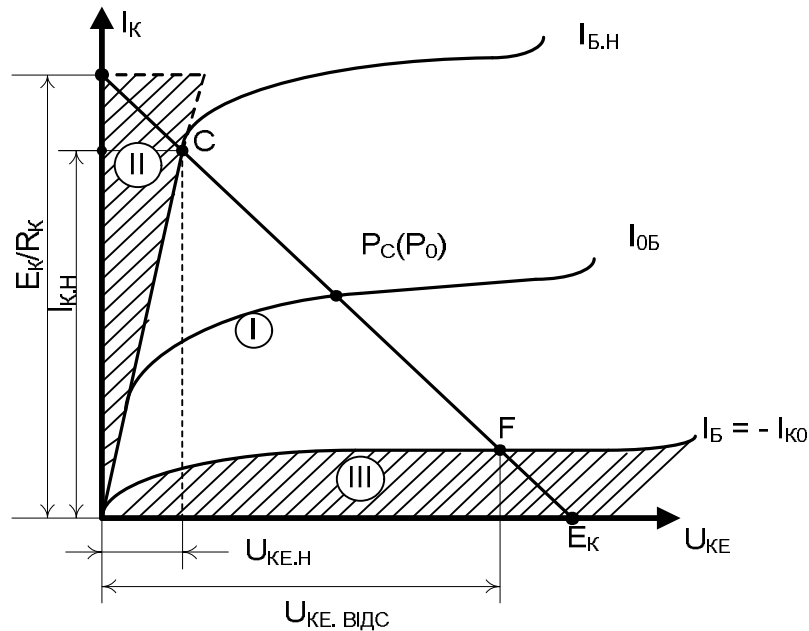


Рисунок 9 – Режими (області) роботи транзистора

Активний режим є основним. Він використовується у більшості підсилювачів, генераторів і т. ін. Режими відсічки та насичення характерні для імпульсної роботи транзистора і використовується в імпульсних пристроях.

Властивості транзисторів істотно залежать від температури. Підвищення температури насамперед збільшує зворотний струм насичення колекторного переходу (початковий струм колектора).

Це приводить до зміни характеристик транзистора. Тому схеми на транзисторах містять елементи температурної стабілізації [1,3,16,18]. При конструктивному виконанні транзисторних схем (особливо потужних) необхідно передбачити заходи щодо відведення теплоти від транзистора [1,3;16;18].

2 ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

2.1 Загальна характеристика

Польовим транзистором (ПТ) називають електроперетворювальний трьохелектродний напівпровідниковий прилад, у якому електричний струм створюють основні носії заряду під дією повздовжнього електричного поля, а керування величиною струму здійснюється поперечним електричним полем, яке створюється напругою на електроді, що керує. ПТ - уніполярні напівпровідникові прилади, оскільки їх робота заснована на дрейфі носіїв заряду одного знаку у повздовжньому електричному полі через канал n- або p - типу, який керується. Керування величиною струму через канал здійснюється поперечним електричним полем, а не струмом, як у біполярних транзисторах. Для виготовлення ПТ в основному використовується кремній (Si), що має значно менший зворотний струм насичення, чим германій. На рисунку 10 зображені умовні графічні позначення ПТ на схемах електричних принципів. Конструкції ПТ приведені у [2,3,18], а їх маркування аналогічне маркуванню біполярних транзисторів, за винятком того, що другий елемент маркування має букву П - польовий.

Принцип дії ПТ заснований на тому, що зміна напруженості поперечного електричного поля змінює провідність каналу, по якому проходить струм вихідного ланцюга.

У електронних пристроях застосовуються два різновиди ПТ:

- із затвором у вигляді p-n переходу;
- з ізольованим затвором (МДН- або МОН-транзистори).

Залежно від провідності каналу польові транзистори діляться на ПТ із каналом p- або n-типу. Канал p- типу має діркову провідність, а n-типу - електронну.

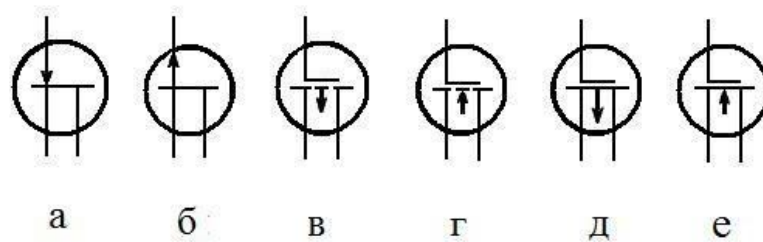


Рисунок 10 – Позначення ПТ на електричних принципових схемах: а, б – з р-п переходами; в, г, д, е – МОН-типу

2.2 Польові транзистори із затвором у вигляді р-п переходу

2.2.1 Загальна характеристика

На рисунку 11 зображені структура і схема включення ПТ із затвором у вигляді р-п переходу і каналом n-типу. Прилад складається із пластини кремнію із провідністю n-типу, що є каналом, до торців якої під'єднанні два металеві контакти, які зветься виток (В) і стоком (С). Між стоком і витком підключено джерело живлення E_{CB} і опір навантаження R_C .

Напруга E_{CB} прикладається такої полярності, щоб струм основних носіїв (у каналі n-типу – електрони) протікав від витоку до стоку.

У протилежні верхню і нижню грані пластини початкового напівпровідника введені акцепторні домішки, що перетворили її поверхневі шари в області напівпровідника р-типу. Ці області з'єднанні разом і утворюють єдиний електрод, який зветься затвором (З). Між каналом і затвором утворюються два р-п переходи. На затвор подається напруга $U_{зв}$, полярність якої співпадає із провідністю каналу (у нашому випадку від'ємної полярності).

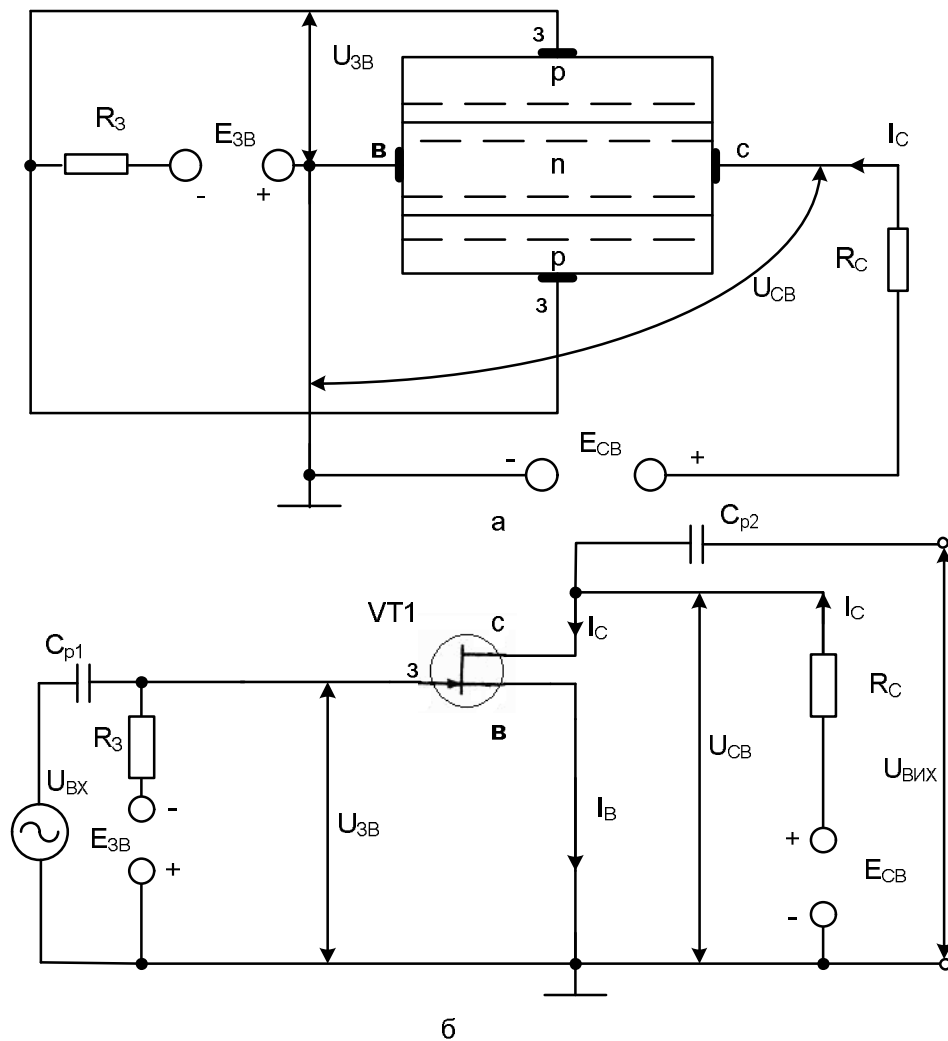


Рисунок 11– ПТ із затвором у вигляді р-п переходу: а – спрощена структура; б – схема включення

2.2.2 Принцип роботи польових транзисторів із затвором у вигляді р-п переходу

Робота ПТ (рисунок 11, а) заснована на зміні провідності каналу під дією від'ємної напруги на затворі. При збільшенні модуля цієї напруги р-п переходи зміщуються у зворотному напрямі, ширина шарів, збіднених носіями заряду, збільшується, р-п переходи розширюються.

Концентрація домішки у затворі набагато більша, ніж у каналі, тобто затвор більш низькоомний, ніж канал.

Тому розширення р-п переходів при подачі зворотної напруги відбувається, в основному, за рахунок каналу. Провідність каналу прямо пропорційна ефективній площі його поперечного перетину. При розширенні р-п переходів (збільшенні зворотної для р-п переходу напруги на затворі, що закриває ПТ), ефективна площа поперечного перетину зменшується, провідність каналу також зменшується. Ці процеси ілюструє стоко-затворна (вхідна) характеристика ПТ із каналом n-типу (рисунк 12, а).

При напрузі відсічки на затворі $|U_{зв}| = |U_{зв.в\text{ЛДС}}|$ канал практично змикається, ефективна площа його поперечного перетину прагне до нуля, опір каналу прагне до нескінченості, а $I_c = 0$ (рисунк 12,а).

Слід звернути увагу, що ПТ із затвором у вигляді р-п переходу працює при напрузі на затворі, що керує, лише одної полярності (для каналу n-типу - від'ємної, р-типу - додатної).

На рисунку 12, б приведені стокові (вихідні) характеристики ПТ із каналом n-типу. Стокові характеристики мають яскраво виражену ділянку насичення. Це пояснюється тим, що у процесі протікання струму у каналі, який спочатку росте при збільшенні E_{CB} , збільшується падіння напруги у каналі. Це падіння в області стоку має додатний знак, тому зміщує р-п переходи у зворотному напрямі. Перетин каналу починає зменшуватися. Відбувається перекриття каналу (спочатку в області стоку, а потім воно розповсюджується углиб до витоку). Це приводить до того, що величина струму I_c практично не змінюється при збільшенні U_{CB} . Межею області насичення є (рисунк 12, б) $U_{CB.НАС0} = |U_{зв.в\text{ЛДС}}|$, $I_c = I_{c.НАС}$, при $U_{зв} = 0$; $U_{CB.НАС} = |U_{зв.в\text{ЛДС}}|$. Струм $I_{c.НАС}$ – зменшується при $|U_{зв}| > 0$.

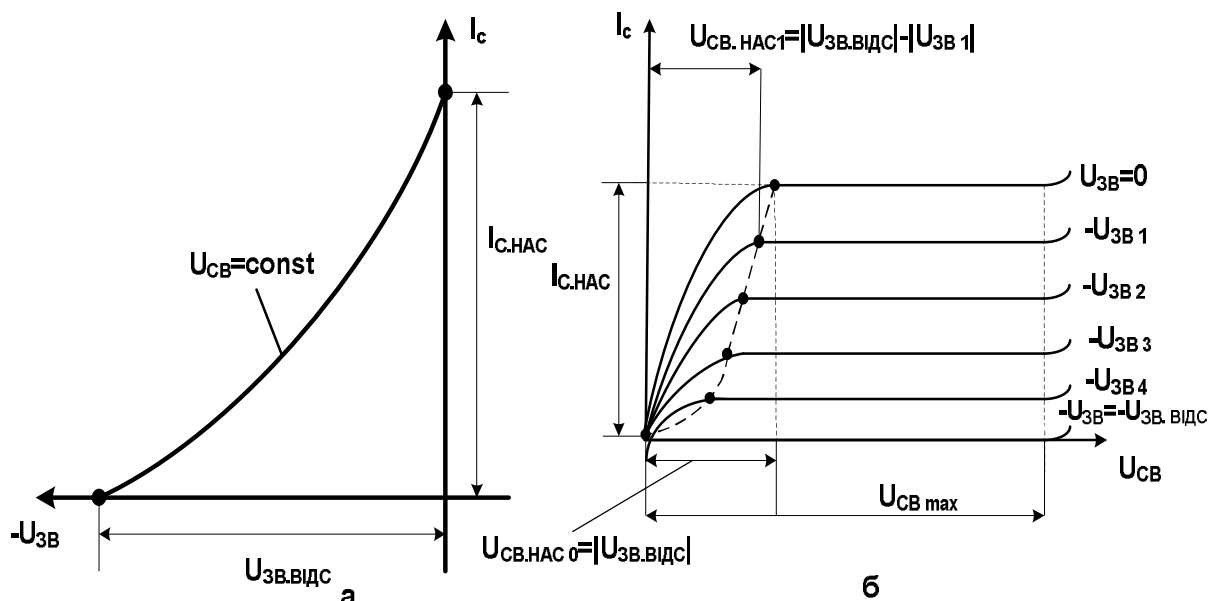


Рисунок 12 – Статичні ВАХ ПТ із затвором у вигляді р-п переходу і каналом n-типу: а – вхідна ВАХ; б – вихідні ВАХ

У робочому режимі використовуються пологі ділянки вихідних характеристик ПТ. При великій напрузі на стоці може відбутися пробій структури ПТ. Тому у робочому режимі перевищення максимальної напруги $U_{CB, \max}$ неприпустимо.

2.3 Полеві транзистори із ізолюваним затвором. Метал-діелектрик-напівпровідник (МДН) або метал-окисел-напівпровідник (МОН) полеві транзистори

2.3.1 Загальна характеристика

Характерна відмінність ПТ із ізолюваним затвором, які називають також МДН (метал-діелектрик-напівпровідник) або МОН (метал-окисел-напівпровідник) транзистори, полягає у тому, що у них між металевим затвором і областю напівпровідника знаходиться шар діелектрика, в якості якого часто використовують окисли.

Існують два різновиди МДН (МОН) ПТ: із каналом, що вбудований, і каналом, що індукується.

2.3.2 Метал-окисел-напівпровідник (МОН) польовий транзистор із вбудованим каналом

Спрощена структура МДН ПТ із каналом n-типу, що вбудований, показана на рисунку 13. Вона містить підкладку (слаболеговану домішкою кремнієву пластинку із провідністю р-типу). У верхній частині підкладки створюється слаболегований тонкий поверхневий шар, провідність якого протилежна провідності підкладки. Цей шар виконує функцію каналу.

У процесі окислення на поверхні пластини над каналом утворюється тонкий (0,2...0,3 мкм) шар діелектрика (двоокису кремнію SiO_2).

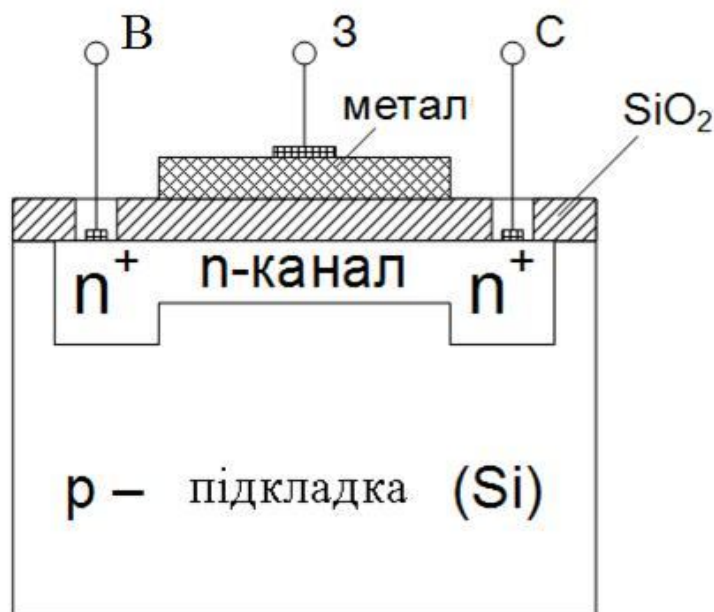


Рисунок 13 – Спрощена структура МДН ПТ із каналом n-типу, що вбудований

Через виконані у діелектрику отвори у тілі підкладки створюються дві сильнолеговані області: n⁺, тип провідності яких співпадає із типом

провідності каналу. Ці області забезпечуються зовнішніми виводами і виконують функції витоку (В) і стоку (С). Над шаром двоокису кремнію між витоком і стоком наносять металевий шар, до якого підключається вивід, який використовується як затвор. Підкладка у робочому режимі має вивід, який зазвичай з'єднується із витоком.

Наявність шару діелектрика дозволяє у МОН (МДН) ПТ із каналом, що вбудований, подавати на затвор напругу, що керує, обох полярностей. При подачі на затвор МОН ПТ із n-каналом додатної напруги електричним полем, яке при цьому створюється, дірки із каналу виштовхуватимуться у підкладку, а електрони будуть витягуватися із підкладки у канал. Канал збагачується основними носіями заряду - електронами, його провідність збільшується. Цей режим називається режимом збагачення (рисунок 14, а). При подачі на затвор МОН ПТ з n-каналом від'ємної напруги електрони із каналу виштовхуються у підкладку, а дірки витягуються із підкладки у канал. Канал збіднюється основними носіями заряду і його провідність зменшується. Такий режим називається режимом збіднення (рисунок 14, а).

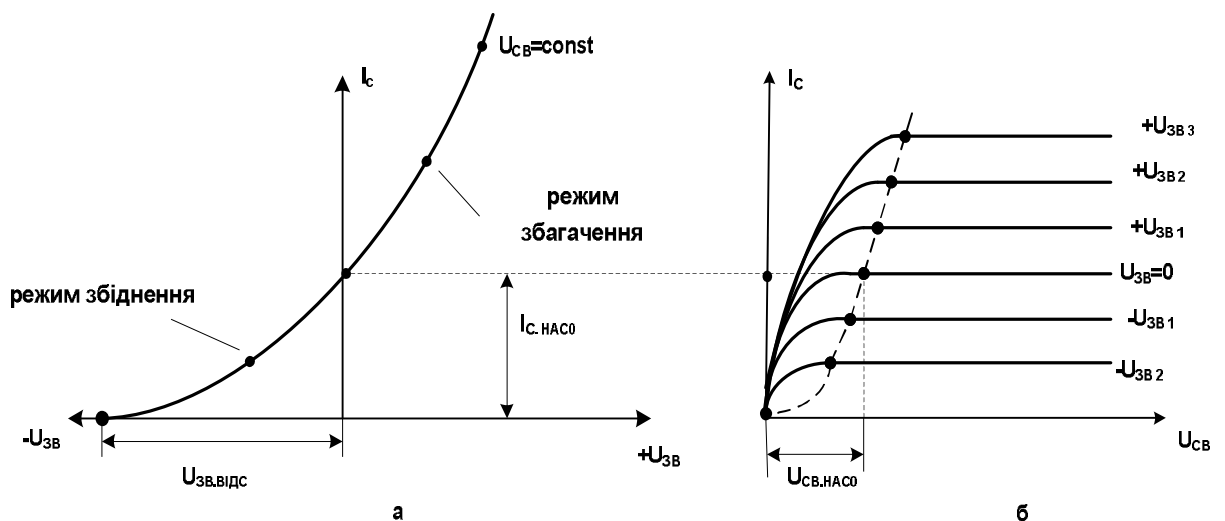


Рисунок 14 – Статичні ВАХ ПТ МОН-типу із n-каналом, що вбудований: а – вхідна; б – вихідні

2.3.3 Метал-діелектрик-напівпровідник (МДН) польовий транзистор із каналом, що індукується

У МОН ПТ із каналом, що індукується на відміну від ПТ попереднього типу канал між областями витоку і стоку при виготовленні транзистора технологічно не створюється (відсутній) (рисунок 15).

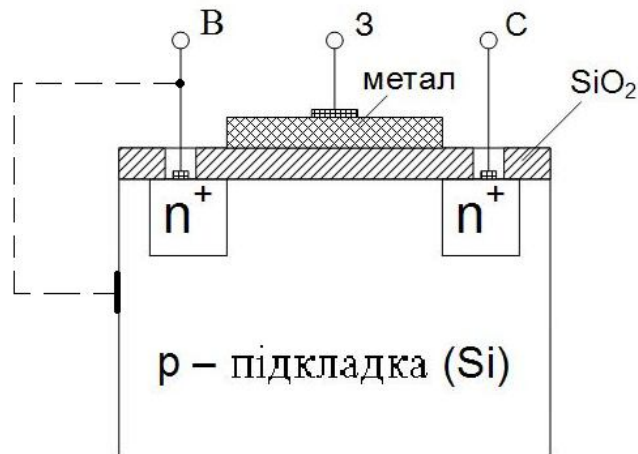


Рисунок 15 – Спрощена структура МДН ПТ із каналом n-типу, що індукується

Канал n-типу індукується за рахунок явища інверсії, яке виникає у системі метал-діелектрик-напівпровідник. При подачі на затвор напруги додатної полярності індукується канал n-типу, від'ємної полярності - р-типу.

Тобто МОН ПТ із каналом, що індукується, керується напругою затвору лише одного знаку. На рисунку 15 показана структура МОН ПТ із каналом, що індукується n-типу, який керується додатною напругою на затворі. На рисунку 16 зображені стоко-затворна і стокові характеристики такого транзистора.

Основні параметри ПТ: крутизна стоко - затворної характеристики,

$$m A / B : S \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{зв}} \text{ при } U_{CB} = const - \text{ характеризує підсилювальні властивості}$$

ПТ; внутрішній (вихідний) опір: $R_i = \frac{\Delta U_{CB}}{\Delta I_C}$, при $U_{ЗВ} = const$ (на робочій (лінійній) ділянці вихідних характеристик складає сотні кілоом); вхідний опір R_{BX} (диференціальний опір р-п переходів, які зміщені зворотно), складає одиниці - десятки мегаом для ПТ із р-п переходами і сотні - тисячі мегаом для МОН ПТ; ємності ПТ: $C_{ЗВ}$ - вхідна (складає одиниці пікофарад); $C_{ЗС}$ - прохідна (має менше значення, чим $C_{ЗВ}$); C_{CB} - вихідна (найменша із ємностей ПТ за величиною). Наявність ємностей впливає на частотні властивості ПТ.

Подібно до біполярних транзисторів ПТ можна включати у електричний ланцюг за однією з трьох схем: СВ - спільним витоком; СЗ - спільним затвором і СС - спільним стоком. Найчастіше застосовується схема включення ПТ із спільним витоком (рисунок 11, б).

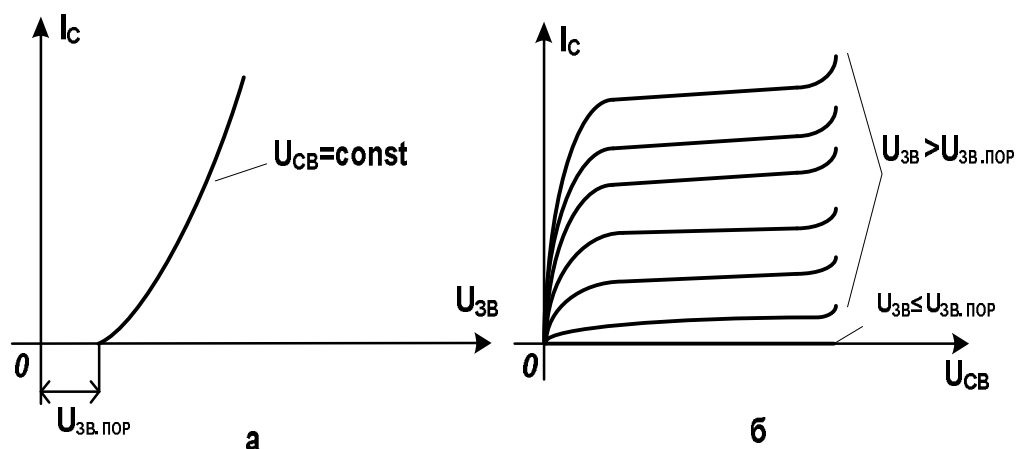


Рисунок 16 – Статичні ВАХ МОН ПТ із n-каналом, що індукується:
а – вхідні; б – вихідні

2.4 Основні властивості та застосування польових транзисторів

Основні властивості ПТ: низький рівень власних шумів (уніполярні - відсутній рекомбінаційний флуктуаційний шум, характерний для біполярних транзисторів); високий вхідний опір (у МОН ПТ складає

тисячі мегаом); висока економічність (керуються не струмом, як БТ, а напругою (електричним полем), висока стійкість до дії іонізуючого випромінювання і висока радіаційна стійкість; можливість використання МОН ПТ для побудови високоекономічних інтегральних схем із великим ступенем інтеграції; деяка залежність параметрів від температури (проте менша, ніж у БТ); МОН ПТ виходять із ладу при випадковому виникненні на затворі статичних електричних зарядів.

ПТ знаходять застосування як підсилювальні елементи електронних пристроїв, вхідний сигнал яких має великий внутрішній опір; у пристроях, які переключаються; у напівпровідникових пристроях, що запам'ятовують, і т. ін. Завдяки відносній простоті виготовлення, малим розмірам і невеликій потужності, що споживається, на МДН - транзисторах можна створювати дешеві інтегральні схеми із високим ступенем інтеграції і малим енергоспоживанням.

САМОСТІЙНА РОБОТА СТУДЕНТІВ (СРС)

1 ЕКВІВАЛЕНТНІ СХЕМИ І ПАРАМЕТРИ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ (БТ). РОЗРАХУНОК Н-ПАРАМЕТРІВ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ ЗА СТАТИЧНИМИ ВОЛЬТ- АМПЕРНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

При аналітичному розрахунку транзисторних каскадів, що дозволяє провести кількісну оцінку їх параметрів, користуються малосигнальними еквівалентними схемами транзисторів (МЕС) [1,3,16,18]. Ці схеми відображають структурний зв'язок малосигнальних параметрів транзистора в режимі підсилення змінного струму. Малосигнальні параметри є кількісним вираженням зв'язку між малими змінами напруг і струмів у

лінійній області характеристик транзистора. Малосигнальними еквівалентними схемами є лінійні ланцюги, які діляться на дві групи: еквівалентні схеми, побудовані із урахуванням фізичних властивостей транзистора, його структури і т. ін. (фізичні еквівалентні схеми) та еквівалентні схеми, що відображають властивості транзистора, як активного лінійного чотириполюсника (формальні еквівалентні схеми) [1,3,16,18].

Перші МЕС характеризуються фізичними параметрами транзистора (власні або внутрішні параметри), другі МЕС - параметрами транзистора як чотириполюсника (характеристичними параметрами). Обидві групи МЕС можна використовувати при аналізі транзисторних каскадів, що працюють в активній області.

Еквівалентну схему, що містить фізичні параметри транзистора, можна скласти для будь-якої схеми включення (СБ, СЕ, СК). Ці схеми і їх параметри приведені у [1...3, 6,16,18].

Характеристичні параметри транзистора можна знайти, якщо формально представити його у вигляді активного лінійного чотириполюсника (рисунок 1, а).

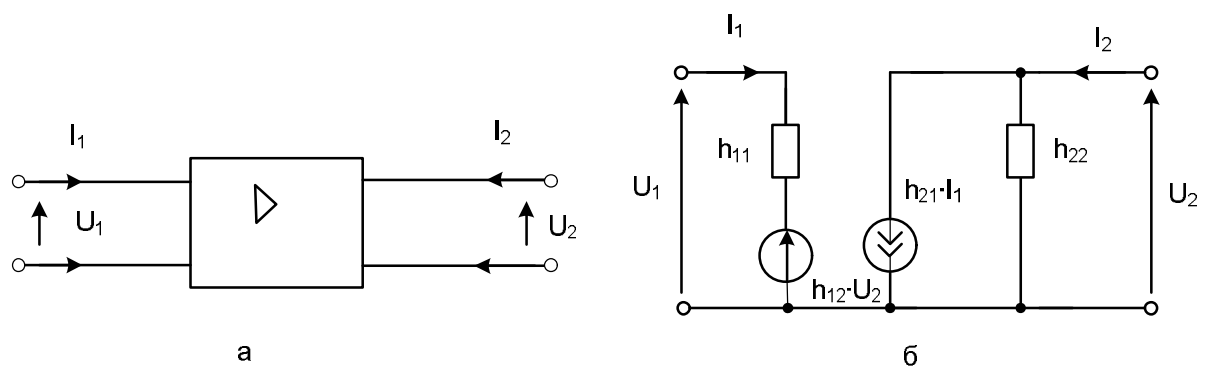


Рисунок 1 – Формальне представлення БТ: а – у вигляді активного чотириполюсника; б – у схемі h-параметрів

Зв'язок між напругами і струмами на вході і виході чотириполюсника можна виразити у формі трьох пар лінійних рівнянь із

параметрами z , y , h , що зв'язують струми і напруги на вході і виході чотирьохполюсника [1...3, 6,16,18]:

$$I \begin{cases} U_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2; \\ U_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2; \end{cases} II \begin{cases} I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2; \\ I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2; \end{cases} III \begin{cases} U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2; \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2. \end{cases} \quad (1)$$

Для виміру z -параметрів (I) необхідно здійснити режим холостого ходу у вхідному і вихідному ланцюгах. На практиці такий режим здійснити важко на виході через досить високий вихідний опір транзистора. Для виміру y -параметрів (II) необхідно здійснити режим короткого замикання на вході і виході транзистора. Цей режим також важко здійснити на практиці через складності створення режиму КЗ на вході (низький вхідний опір транзистора).

У напівпровідниковій техніці найбільш поширені гібридні h -параметри, з яких h_{12} і h_{22} вимірюються у режимі холостого ходу на вході, а інші - h_{11} і h_{21} - у режимі короткого замикання на виході.

У системі h -параметрів за незалежні змінні прийняті струм на вході I_1 і напруга на виході U_2 транзистора, а як залежні - вхідна напруга U_1 і вихідний струм I_2 .

При цьому вхідний опір, що визначається у режимі короткого замикання за змінним струмом на виході транзистора

$$h_{11} = \frac{U_1}{I_1}, \text{ при } U_2 = 0; \quad (2)$$

коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою що визначається у режимі холостого ходу на вході

$$h_{12} = \frac{U_1}{U_2}, \text{ при } I_1 = 0; \quad (3)$$

коефіцієнт передачі (підсилення) за струмом, що визначається у режимі короткого замикання за змінним струмом на виході

$$h_{21} = \frac{I_2}{I_1}, \text{ при } U_2 = 0; \quad (4)$$

вихідна провідність, що визначається у режимі холостого ходу на вході

$$h_{22} = \frac{I_2}{U_2}, \text{ при } I_1 = 0. \quad (5)$$

Для реалізації режиму холостого ходу, на вході і короткого замикання на виході досить включити велику індуктивність на вході транзистора і велику ємність - на виході, не змінюючи при цьому вибраного режиму роботи за постійним струмом.

Еквівалентна схема, транзистора, що відповідає системі h - параметрів, наведена на рисунку 1, б.

Значення h -параметрів залежать від вибору робочої точки, температури, частоти і схеми включення транзистора. Для певної схеми включення (СЕ, СБ, СК) додаються відповідні індекси (Е, Б, К) при позначенні параметрів, наприклад h_{11E} , h_{12B} , h_{22K} і т. ін.

Формули розрахунку h -параметрів для різних схем включення, а також фізичних параметрів через h -параметри приведені у [1...3, 6,16,18].

Приблизні значення h -параметрів можна визначити графо-аналітичним способом за статичними вхідними і вихідними характеристиками на лінійних ділянках. Для визначення всіх h -параметрів необхідно мати не менше двох характеристик кожної сім'ї (вхідних і вихідних). Параметри розраховуються за величинами кінцевих приростів струмів і напруг поблизу робочої точки транзистора. У цьому випадку для схеми із спільним емітером справедливі наступні рівняння:

$$\begin{aligned} \Delta U_{BE} &= h_{11} \Delta I_B + h_{12} \Delta U_{KE}; \\ \Delta I_K &= h_{21} \Delta I_B + h_{22} \Delta U_{KE}, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\text{де } h_{11} \approx \left| \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right|, \text{ при } U_{KE} = const; \quad h_{21} \approx \left| \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \right|, \text{ при } U_{KE} = const;$$

$$h_{12} \approx \left| \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KE}} \right|, \text{ при } I_B = const; \quad h_{22} \approx \left| \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} \right|, \text{ при } I_B = const.$$

На сім'ях вхідних характеристик (рисунок 2, а) у робочій точці А будують трикутник (із А проводять прямі, паралельні осі абсцис і осі ординат, до перетину із другою характеристикою у точках В і С).

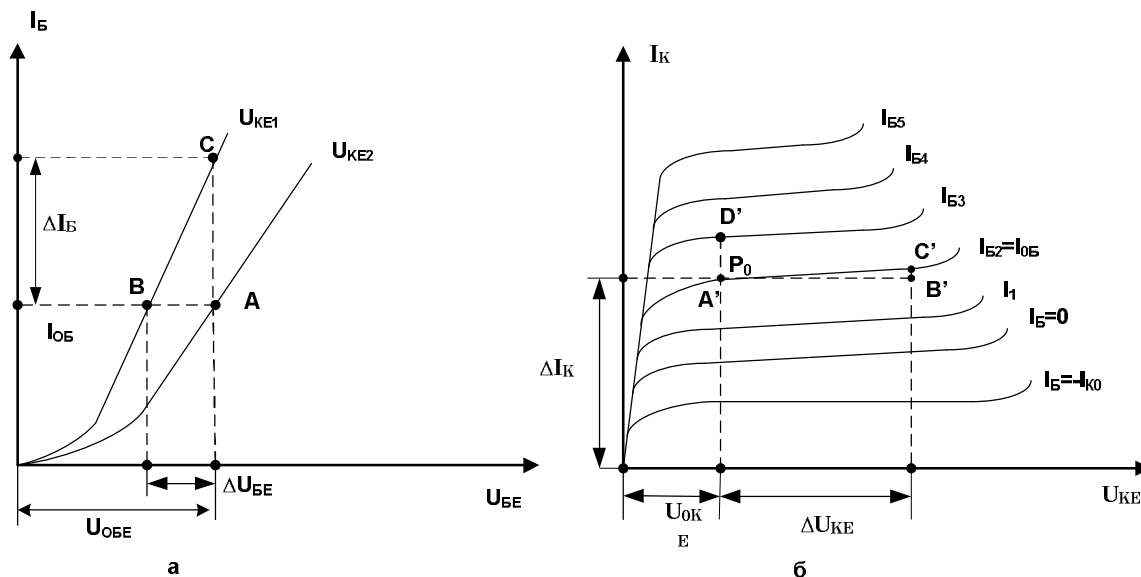


Рисунок 2 – Статичні ВАХ БТ: а – вхідні; б – вихідні

Із отриманого характеристичного трикутника отримують всі необхідні величини для визначення h_{11E} і h_{12E} :

$$h_{11E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{AB}{AC}; \quad h_{12E} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{KE}} = \frac{AB}{U_{KE2} - U_{KE1}}. \quad (7)$$

У робочій точці А' за вихідними характеристиками (рисунок 2, б) визначають параметри h_{22E} і h_{21E} :

$$h_{21E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} = \frac{A'D'}{I_{B3} - I_{B2}}; \quad h_{22E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{KE}} = \frac{B'C'}{A'B'}. \quad (8)$$

Аналогічно можна визначити h - параметри для схеми із СБ.

2 ДРЕЙФОВІ ТА БЕЗДРЕЙФОВІ ТРАНЗИСТОРИ

Дрейфовим називають транзистор, в якому перенос неосновних носіїв через базу здійснюється здебільшого за допомогою дрейфу у

електричному полі. Електричний струм створюється нерівномірною концентрацією домішок у базі та не залежить від зовнішніх напруг. Оскільки нерівномірна концентрація домішок у базі створюється методом дифузії, то дрейфові транзистори називають ще дифузійними транзисторами. Як показано на рисунку 3, у бездрейфових транзисторах переміщення неосновних носіїв через базу здійснюється за допомогою дифузії.

Такі транзистори отримують методом сплавлення [1...3,6,16,18].

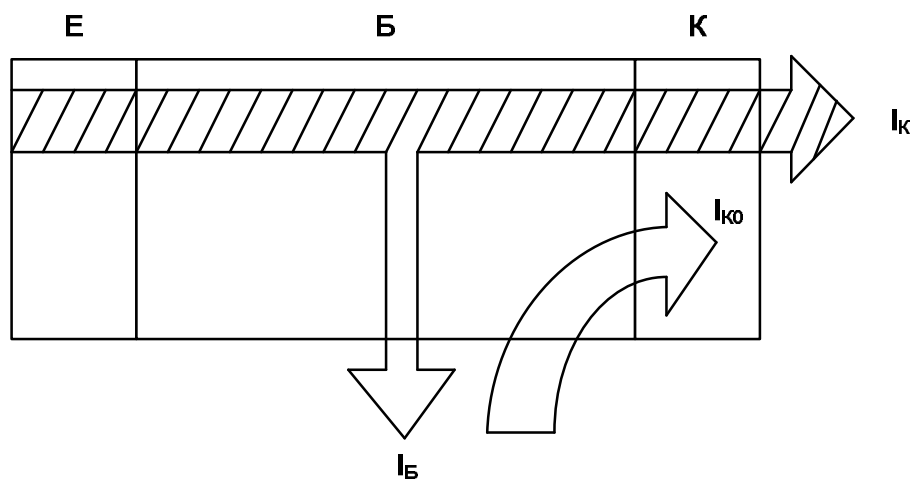


Рисунок 3 – Спрощена структура без дрейфового транзистора

3 ШУМИ ТРАНЗИСТОРА

При розробці підсилювачів із великим $K_{\text{пдс}}$ необхідно враховувати власні шуми транзисторів, які обмежують величину $K_{\text{пдс}}$.

Шуми транзистора представляють собою не впорядковані коливання (флуктуації) струму колектора біля свого середнього значення [1...3,6,16,18].

Шуми транзистора складаються із 3-х компонент:

- теплові шуми;
- дробові шуми;
- фліккер-шуми.

Теплові шуми виникають через хаотичний тепловий рух заряду у об'ємі напівпровідника.

Вони мають рівномірний частотний спектр (т.зв. “ білий шум “) [1...3,6,16.18].

Дробовий шум виникає через нерівномірність у часі густини потоку носіїв заряду колекторного (I_K), емітерного (I_E) та базового (I_B) струмів. Вони також мають рівномірний спектр.

Фліккер-шуми - або фліккерні шуми виникають через поверхневі явища в області р-п переходів: рекомбінацію та струми витоку.

Шумові властивості транзистора оцінюють коефіцієнтом шуму $K_{ш}$. $K_{ш}$ показує, у скільки разів погіршується співвідношення сигналу до шуму при проходженні через транзистор.

4 СКЛАДЕНИЙ ТРАНЗИСТОР

Схема складеного транзистора наведена на рисунку 4. У цій схемі емітерний струм першого транзистора є базовим струмом другого транзистора. Коефіцієнт підсилення струму у складеного транзистора β дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення струму кожного із двох транзисторів: $\beta = \beta_1 \cdot \beta_2$ і може досягати декількох тисяч.

VT2 обирають більш потужним, ніж VT1, тому що його номінальний вхідний струм більше або дорівнює номінальному вихідному струму VT1. Складений транзистор використовують із метою збільшення $K_{пдс}$ за струмом та напругою, а також для збільшення вхідного та зменшення вихідного опору каскаду, що підсилює.

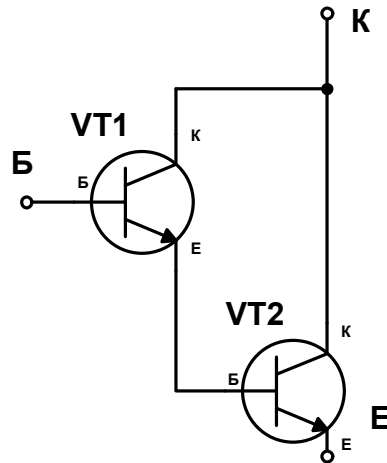


Рисунок 4 – Схема складеного транзистора

5 ОДНОПЕРЕХІДНІ ТРАНЗИСТОРИ (ОТ)

ОТ мають ВАХ із ділянкою від'ємного диференціального опору S-типу (рисунок 5).

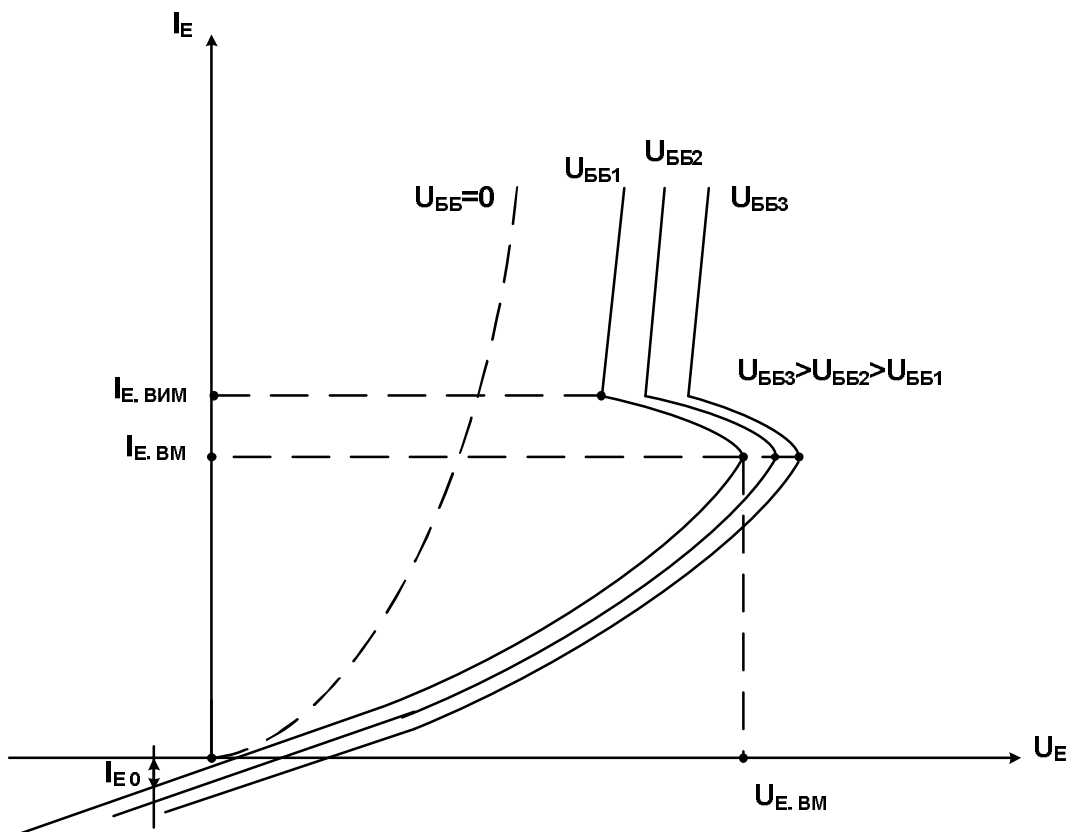


Рисунок 5 – Статичні ВАХ одноперехідного транзистора

ОТ (двобазовий діод) - це напівпровідниковий пристрій із одним р - n переходом та трьома електродами.

Назва “двобазовий діод” пов’язана із конструктивними особливостями, але не відображає принцип роботи, оскільки ОТ є активним елементом.

ОТ представляє собою кристал високоомного напівпровідника *n*-типу, в якому шляхом введення акцепторної домішки створена емітерна область (емітер). Поздовжні ділянки по обидві сторони від емітера є базами (Б1 та Б2) (рисунок 6, а).

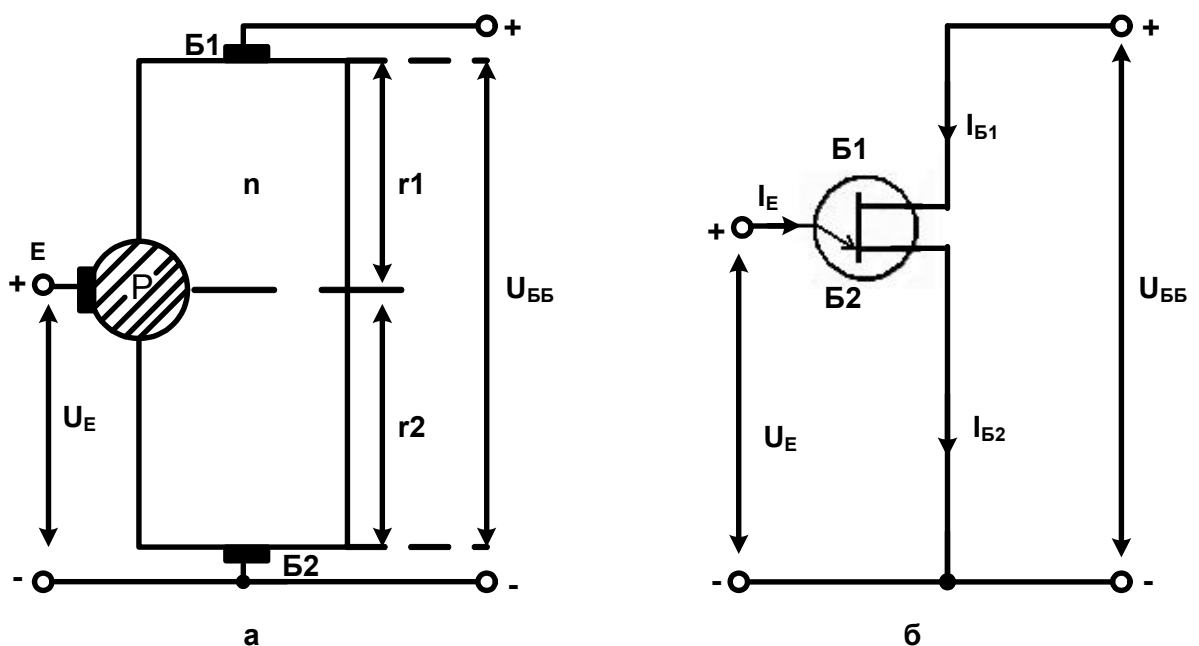


Рисунок 6 – Одноперехідний транзистор: а – спрощена структура; б – схема включення

Емітер є ніби середньою точкою подільника напруги r_1 , r_2 , створеного ділянками кристала Е-Б1 та Е-Б2. Звичайно, у ОТ виконується співвідношення:

$$\frac{r_1}{r_1 + r_2} = 0,5 \dots 0,8.$$

ОТ виготовляють із *Si* або *Ge*. Основні параметри ОТ: $I_{E.BM}$ - струм вмикання, $I_{E.ВИМ}$ - струм вимикання, $U_{E.BM}$ - напруга вмикання, $R_{ББ}$ - міжбазний опір, I_{E0} - зворотний струм переходу, $U_{з.ЛЛ}$ - залишкова напруга

на ОТ у включеному стані, t_{BM} - час вмикання. ОТ використовуються у генераторах, пристроях, що переключаються, і т. ін. [1,3,6,16,18].

ПИТАННЯ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

- 1) Дайте визначення транзистора.
- 2) Чим відрізняються біполярні та уніполярні транзистори?
- 3) Наведіть позначення біполярних та польових транзисторів на електричних схемах.
- 4) Скільки р – n переходів мають біполярні транзистори (БТ) і як ці переходи називаються?
- 5) Назвіть та поясніть основні режими работ БТ.
- 6) Поясніть роботу БТ в активному режимі.
- 7) Як можна визначити значення h – параметрів БТ?
- 8) Що являють собою статичні ВАХ БТ?
- 9) Як впливають температура та частота сигналу на роботу БТ?
- 10) Назвіть та поясніть основні експлуатаційні параметри БТ.
- 11) Поясніть принцип дії польових транзисторів (ПТ) із затвором у вигляді р-n переходу та ізольованим затвором.
- 12) Наведіть та поясніть статичні ВАХ ПТ.
- 13) Назвіть та поясніть основні параметри ПТ.
- 14) Назвіть основні переваги ПТ.
- 15) Опишіть шуми транзисторів.

ЛІТЕРАТУРА

[1...11; 14...19; 21; 25; 26; 30; 33; 34]

ТЕМА 1.3 ТИРИСТОРИ

ТЕМА 1.4 ЕЛЕМЕНТИ ОПТОЕЛЕКТРОНІКИ

ТЕМА 1.5 МІКРОЕЛЕКТРОНІКА

ЛЕКЦІЯ 3 ТИРИСТОРИ. ЕЛЕМЕНТИ ОПТОЕЛЕКТРОНІКИ. МІКРОЕЛЕКТРОНІКА

1 ТИРИСТОРИ

- 1.1 Загальна характеристика тиристорів**
- 1.2 Тиристиори, які не керуються (диністори)**
- 1.3 Тиристиори, які керуються (триністори)**
- 1.4 Тиристиори, які запираються**
- 1.5 Симетричні тиристиори (симістори)**

2 ОПТОЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ

- 2.1 Загальна характеристика оптоелектронних приладів**
- 2.2 Джерела оптичного випромінювання**
 - 2.1.1 Загальна характеристика**
 - 2.1.2 Світлодіоди**
- 2.3 Приймачі оптичного випромінювання**
 - 2.3.1 Загальна характеристика**
 - 2.3.2 Фоторезистори**
 - 2.3.3 Фотодіоди**
 - 2.3.3.1 Загальна характеристика**
 - 2.3.3.2 Вентильний режим роботи фотодіодів**
 - 2.3.3.3 Фотодіодний (фотоперетворюючий) режим роботи фотодіодів**

2.3.4 Фототранзистори

2.3.5 Фототиристори

2.4 Оптрони

3 ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ

САМОСТІЙНА РОБОТА СТУДЕНТІВ (СРС)

1 ВИДИ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ (ІМС)

1.1 Напівпровідникові ІМС

1.2 Гібридні інтегральні мікросхеми

1.3 Суміщені інтегральні мікросхеми

2 ЛАЗЕРИ

2.1 Загальна характеристика

2.2 Твердотілі лазери

2.3 Газові лазери

2.4 Напівпровідникові лазери

ПИТАННЯ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

ЛІТЕРАТУРА

[1...11; 14...21; 25; 26; 28; 30; 33; 34]

1 ТИРИСТОРИ

1.1 Загальна характеристика тиристорів

Тиристором називається електроперетворюючий напівпровідниковий прилад, що містить три і більш р-n переходи, вольт-амперна характеристика якого має ділянку від'ємного диференціального опору. Якщо такий прилад включити у електричний ланцюг змінного струму, то він відкривається (включається), пропускаючи струм до навантаження, коли миттєве значення напруги на ньому досягає визначеного рівня або при подачі відкриваючої напруги на спеціальний керуючий електрод.

Тиристори є ключовими елементами і тривалий час можуть знаходитися в одному з двох стійких станів: увімкненому і вимкненому.

За числом зовнішніх електродів вони розділяються на двоелектродні (некеровані) – діодні тиристори (диністори) і триелектродні (керовані) – тріодні тиристори (триністори).

На рисунку 1 приведені позначення тиристорів на електричних схемах:

- некерований тиристор (диністор), рисунок 1, а;
- керований тиристор, який не запирається, рисунок 1, б, в;
- керований тиристор, який запирається, рисунок 1, г, д;
- симетричний тиристор, рисунок 1, е.

Маркування тиристорів аналогічне тому, яке вживається для напівпровідникових діодів і транзисторів. Відмінність у тому, що другий елемент позначення має букву Т з цифрою, яка вказує на тип тиристора.

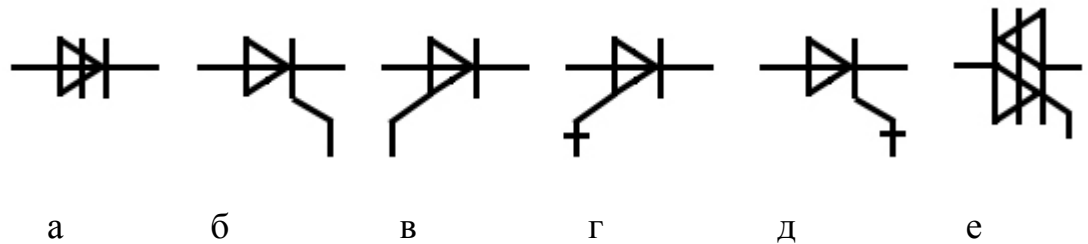


Рисунок 1 – Позначення тиристорів на електричних схемах

1.2 Тиристори, які не керуються (диністори)

Найпростіший тиристор-диністор являє собою чотиришаровий напівпровідниковий прилад, що складається із чотирьох областей із провідністю р- і n-типу, які послідовно чергуються (рисунок 2).

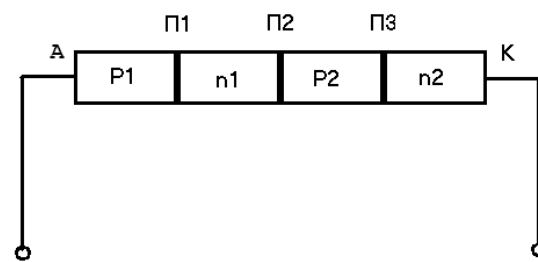


Рисунок 2 – Структура диністора

Крайні області р1 і n2 називаються емітерами, а середні n1 і р2 – базами, р-n переходи П1 і П3 – емітерні, а П2 – колекторний. До областей р1 і n2 підводяться металеві контакти А і К, які називають анодом і катодом.

Для пояснення принципу дії диністора скористаємося його схемою включення у електричний ланцюг (рисунок 3) і вольт-амперною характеристикою (рисунок 4).

При відсутності зовнішньої напруги ($E_A = 0$) у р-n переходах диністора виникають потенційні бар'єри $\Delta\phi_{K01}$, $\Delta\phi_{K02}$, $\Delta\phi_{K03}$ (рисунок 3).

Структура знаходиться у стані термодинамічної рівноваги. Струми, що протікають в ній, врівноважують один одного і сумарний струм дорівнює нулю.

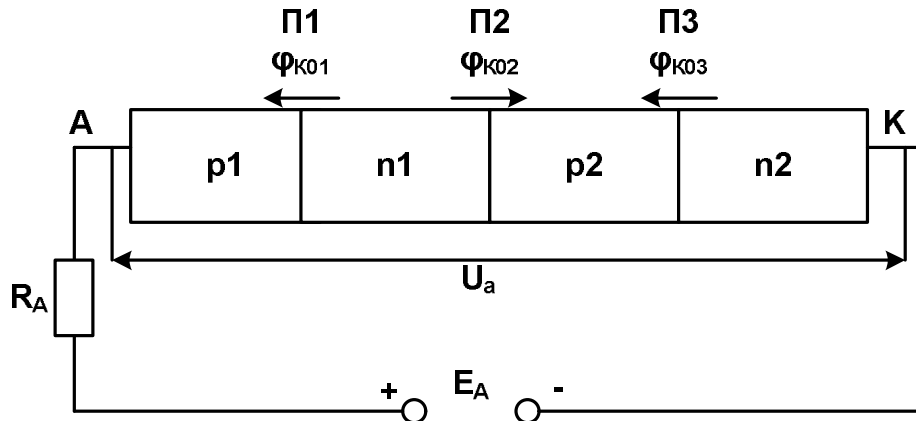


Рисунок 3 – Схема включення диністора у електричний ланцюг

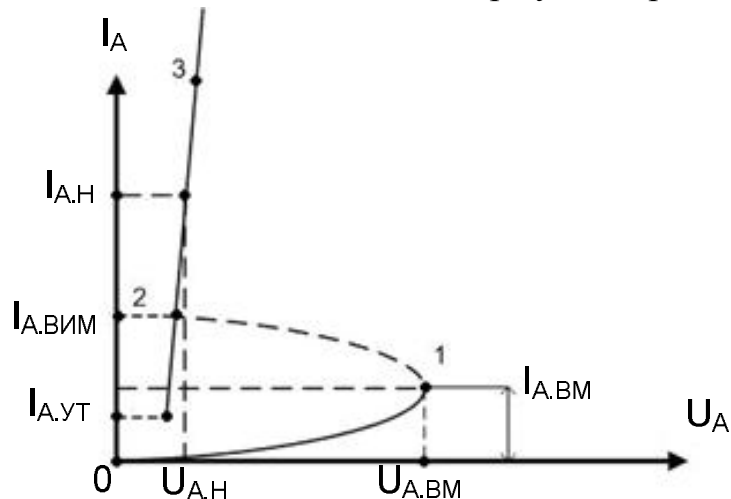


Рисунок 4 – ВАХ диністора

Якщо до диністора прикласти пряму напругу $U_{A.пр} < U_{A.BM}$ (рисунок 4) полярності, що вказана на рисунку 3, то переходи П1 і П3 зміщуються у прямому, а П2 – у зворотному напрямку. Висота потенційних бар'єрів П1 і П3 зменшується. Дірки інжектуються із емітера р1 у базу n1, а електрони – з емітера n2 у базу р2. Полем зворотно зміщеного переходу П2 дірки з бази n1 виводяться у базу р2, а електрони – з бази р2 у базу n1 (явище екстракції). Поява у базах n1 і р2 додаткових основних носіїв зарядів ще більше зменшує висоту потенційних бар'єрів

переходів П1 і П3. Це викликає додаткову інжекцію дірок і електронів через переходи П1 і П3. Далі описані процеси повторюються. При збільшенні прямої напруги $U_{A,ПР}$ відбувається поступове насичення баз $n1$ і $p2$ основними носіями зарядів і зменшення їх опору. При визначеному значенні $U_{A,ПР} \geq U_{A,ВМ}$ описаний процес приймає лавиноподібний характер (у структурі діє внутрішній додатний зворотний зв'язок). Різко зменшуються опори областей $p2$, $n1$ і відкривається перехід П2. Струм I_A збільшується, а напруга U_A зменшується. У ВАХ з'являється ділянка від'ємного диференціального опору – ділянка 1-2 (рисунок 4). Диністор відкривається – переходить із закритого стану (ділянка 0-1) у відкритий (ділянка 2-3). Закритому стану відповідає високий диференціальний опір, а відкритому – малий. Умова вмикання диністора:

$$\begin{aligned} U_{A,ПР} &> U_{A,ВМ}, \\ I_A &> I_{A,ВМ}, \end{aligned} \quad (1)$$

де $I_{A,ВМ}$ – струм вимикання – мінімальний прямий струм, що підтримує тиристор у ввімкнутому стані (процес вмикання).

Для відкритого стану диністора струм I_A визначається значенням резистора R_A , тому що опір тиристора дуже малий. При цьому майже вся напруга E_A падає на R_A .

Для вимикання діодного тиристора необхідно зменшити прямий струм до значення:

$$I_A < I_{A,УТ}, \quad (2)$$

де $I_{A,УТ}$ – струм утримання – мінімальний прямий струм, при якому тиристор ще залишається у ввімкнутому стані (процес вимикання), чи подати на прилад напругу іншої полярності.

1.3 Тиристри, які керуються (триністри)

На відміну від діодного тиристора (диністора), тріодний тиристор містить додатковий електрод КЕ, який називають керуючим (рисунок 5, а).

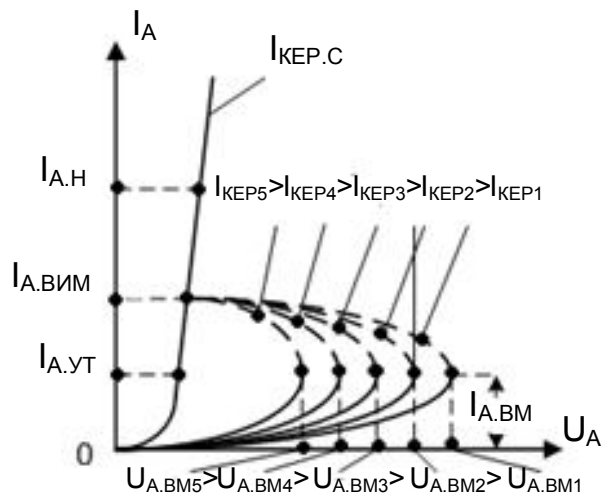
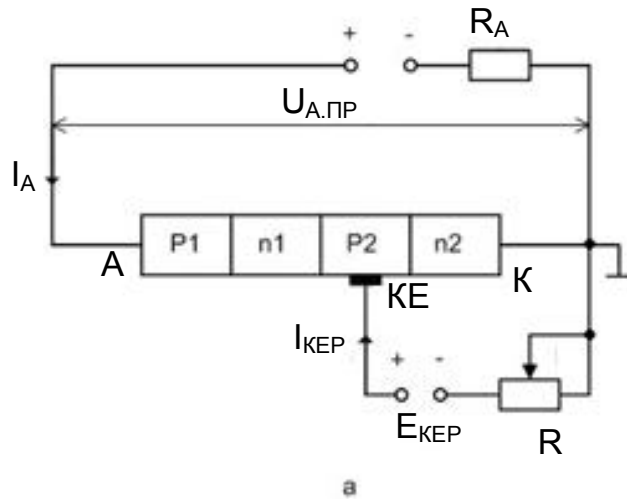


Рисунок 5 – Триністри: а – схема включення; б – ВАХ триністора

Від додаткового зовнішнього джерела E_{KEP} за рахунок струму керування I_{KEP} через керуючий електрод КЕ у базу р2 вводиться додаткова кількість основних носіїв – дірок. Це дозволяє увімкнути тріодний тиристор при меншому значенні $U_{A.BM}$, ніж диністор. Із ростом струму

керування $U_{A.BM}$ зменшується. При $I_{KEP}=I_{KEP.C}$ (струм спрямлення) відбувається спрямлення ВАХ тріодного тиристора, що перетворюється в характеристику звичайного діода.

Умова вмикання тріодного тиристора

$$U_{A.ПР} \geq U_{A.BM}, \text{ коли } I_{KEP} = \text{const}, \quad (3)$$

$$I_A \geq I_{A.ВМ},$$

де $I_{A.ВМ}$ – струм вимикання – мінімальний прямий струм, що підтримує тиристор в увімкнутому стані безпосередньо після його вмикання і зняття керування.

Для вимикання тріодного тиристора необхідно: зменшити прямий струм до значення

$$I_A < I_{A.УТ}, \quad (4)$$

де $I_{A.УТ}$ – струм утримання – мінімальний прямий струм, що не вимикає тиристор, протікаючи через нього при розімкнутому ланцюзі керування; або подати на прилад напругу зворотної полярності.

Основні параметри тиристора (рисунок 5, б):

$U_{A.BM}$ – напруга вмикання, представляє собою найменшу пряму напругу, яка перемикає тиристор із закритого стану у відкритий;

$I_{A.BM}$ – струм вмикання, визначається при $U_{A.ПР} = U_{A.BM}$;

$I_{A.H}$ – номінальний прямий струм, характеризує допустимий нагрів приладу при номінальних умовах відводу тепла до номінальної температури;

$U_{A.H}$ – номінальне пряме падіння напруги, падіння напруги на тиристорі при $I_A = I_{A.H}$;

$I_{A.ВМ}$ – струм вимикання, мінімальний прямий струм, що підтримує тиристор в увімкнутому стані безпосередньо після його вмикання;

$I_{A.УТ}$ – струм утримання, мінімальний прямий струм, який, протікаючи через тиристор, не вимикає його;

$I_{A.ВИТ}$ – струм витоку, $I_{A.ПР} = I_{A.ВИТ}$, при $U_{A.ПР} = 0,5U_{A.ВМ}$;

$U_{A.ЗВ.max}$ – максимальна зворотна напруга;

$U_{A.ЗВ.max} = 0,5U_{A.ЗВ.ПРОБ}$, де $U_{A.ЗВ.ПРОБ}$ – напруга пробою;

$I_{A.ЗВ}$ при $U_{A.ЗВ} = U_{A.ЗВ.max}$;

$I_{КЕР}$ – мінімальний струм керування, при якому вмикається триністор, відповідає визначеному $U_{A.ВМ}$;

$t_{ВМ}$ – час вмикання, інтервал часу від моменту подачі сигналу, який вмикає, до моменту, коли напруга на тиристорі зменшується до рівня

$U_{A.ПР} = U_{A.Н}$;

$t_{ВИМ}$ – час вимикання.

Окрім названих робочих параметрів тиристор характеризується параметрами максимально допустимого режиму роботи: $U_{A.ЗВ.max}$, $U_{A.ЗВ.ПРОБ}$, $I_{A.ПР.max}$, T_{max} , $P_{РОЗС.max}$.

1.4 Тиристори, які запираються

На сьогодні розроблені спеціальні тиристори, що запираються (рисунок 6).

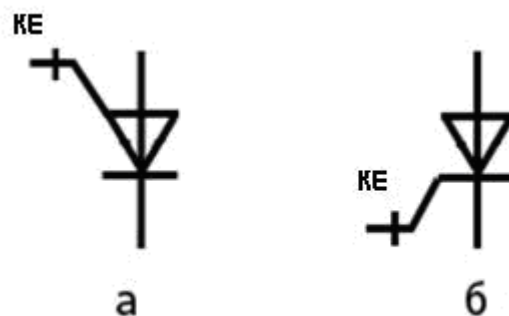


Рисунок 6 – Позначення тиристорів, які запираються

На відміну від звичайних тиристорів, які не запираються (для запирання яких необхідно перервати струм через тиристор), для їх вимикання потрібно подати імпульс струму на керуючий електрод

(від'ємний – для керування за катодом (рисунок 6, б), додатний – для керування за анодом (рисунок 6, а)).

1.5 Симетричні тиристори (симістори)

Симістори спроможні відкриватися при обох полярностях вхідних сигналів та призначені для роботи у колах змінного струму.

Симістори еквівалентні двом зустрічно (паралельно) включеним тиристорам (рисунок 7).

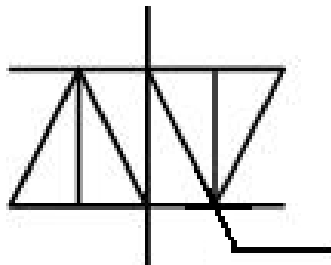


Рисунок 7 – Позначення симістора, який керується

ВАХ симістора симетрична відносно початку координат.

Симістори існують у чотирьох варіантах:

1. Керовані струмом одного напрямку додатної полярності.
2. Керовані в одному напрямку струмом додатної полярності, а в іншому – струмом від'ємної полярності.
3. Керовані в одному напрямку струмом відповідної полярності, а в іншому – струмом будь-якої полярності.
4. Керовані в обох напрямках струмом будь-якої полярності.

Тиристори виготовляються на основі кремнію. У даний час створені кремнієві тиристори на струми від одиниць міліампер до десятків кілоампер і напругою від декількох вольт до декількох кіловольт. Швидкість наростання струму у них складає до 10^9 А/с. Час вмикання від

сотих часток до десятків мікросекунд, час вимикання – від одиниць до сотень мікросекунд.

Застосування тиристорів обумовлене в основному двома властивостями: 1-наявністю ділянки від'ємного диференціального опору; 2-наявністю двох стійких станів. Перша властивість дозволяє використовувати тиристори у підсилювальних і генераторних схемах, а друга – застосовувати їх у ключових і перемикальних електронних пристроях різного призначення.

2 ОПТОЕЛЕКТРОННІ ПРИЛАДИ

2.1 Загальна характеристика оптоелектронних приладів

Оптоелектроніка – це область електроніки, в якій в якості носія інформації використовуються електромагнітні хвилі оптичного діапазону (довжина хвилі $\lambda = 10^{-3} \div 10^{-8}$ м., а частота $f = 3 \cdot 10^{11} \div 3 \cdot 10^{16}$ Гц).

Вузька частина діапазону: $0,7 \cdot 10^{-6} \div 0,4 \cdot 10^{-6}$ м - видиме світло, $0,4 \cdot 10^{-6} \div 10^{-8}$ м - ультрафіолетове світло, $10^{-3} \div 0,7 \cdot 10^{-6}$ м - інфрачервоне світло.

Для характеристики оптичного випромінювання використовують довжину хвилі λ .

В оптичних колах носіями сигналів є електрично нейтральні фотони, тому що вони не чутливі до дії електричних та магнітних полів і, відповідно, є захищеними від дії електромагнітних полів. Це дозволяє створити повну електричну розв'язку вхідних та вихідних кіл оптоелектронної системи, узгоджувати пристрої із різними вхідними та вихідними опорами, знешкоджувати паразитні зворотні зв'язки.

Основні параметри оптичного випромінювання: інтенсивність, частота, довжина хвилі, фаза, поляризація, ступінь монохроматичності та

когерентності, направленість. Кожен з цих параметрів може бути використаний для вимірювання різних фізичних величин: температури, тиску, геометричних розмірів, інтенсивності електричних та магнітних полів, γ - випромінювання, швидкості, прискорення і т. ін.

В пристроях оптоелектроніки передача інформації від джерела до приймача виконується через світлопровідне середовище (повітря, вакуум) або через спеціальні світлопроводи (оптичні волокна, планарні хвилеводи). Світлопроводи мають велику пропускну здатність (порівняно із електричними каналами зв'язку). В одному світлопроводі легко об'єднати декілька каналів зв'язку (оскільки оптичне випромінювання легко розділяється за довжиною хвилі). Загальна оптоелектрична система має: джерело випромінювання, світлопровід та приймач випромінювання.

Для перетворення електричного сигналу та навпаки використовуються модулятори та демодулятори. При передачі на великі відстані використовуються також ретранслятори (оптичний сигнал $\rightarrow$ електричний сигнал $\rightarrow$ підсилювач $\rightarrow$ відновлення початкової форми сигналу $\rightarrow$ оптичний сигнал). Використовуються також оптичні розгалужувачі, роз'єми та перемикачі. Всі вищезгадані пристрої можуть бути виготовлені за інтегральною технологією. Оптичні інтегральні схеми порівняно з електронними інтегральними схемами й звичайними волоконно-оптичними системами мають велику надійність, економічність, малі втрати, меншу масу та габарити, меншу потужність, що споживається.

Оптоелектронні прилади (елементи) здійснюють перетворення електричних сигналів в оптичні і навпаки. Ці елементи являються твердотілими і для їх виготовлення широко використовують напівпровідники. Основні функції таких приладів:

- перетворення електричної енергії у світлову – джерела світла;
- перетворення світлової енергії в електричну – приймачі світла.

В якості джерел світлового випромінювання широко застосовуються світловипромінюючі діоди (світлодіоди), а в якості приймачів – фоторезистори, фотодіоди, фототранзистори та фототиристри. Існують прилади, які називають оптронами, в яких конструктивно об'єднані джерело і приймач випромінювання, зв'язані поміж собою оптичним зв'язком. Позначення оптоелектронних напівпровідникових приладів на схемах електричних принципів показані на рисунку 8.

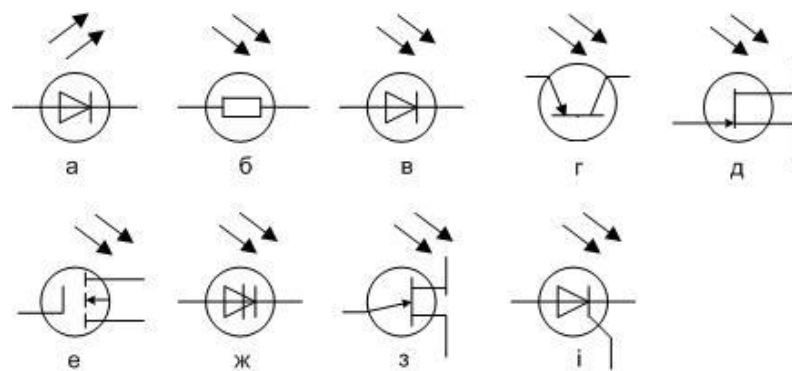


Рисунок 8 – Позначення оптоелектронних приладів на схемах

2.1 Джерела оптичного випромінювання

2.1.1 Загальна характеристика

В основу джерел оптичного випромінювання закладені фізичні ефекти: світіння нагрітого тіла, випромінювання при газовому розряді, електролюмінесценція, індуковане випромінювання.

Важливим параметром джерел оптичного випромінювання є когерентність, яка ділиться на просторову та часову.

Просторова когерентність – характеризує узгодження між фазами коливання у різних точках простору у той самий момент часу.

Часова когерентність - характеризує узгодженість між фазами у той самій точці простору у різні моменти часу.

В якості джерела випромінювання використовують лампи розжарювання, газорозрядні лампи, електролюмінісцентні елементи, інжекційні світлодіоди.

Для генерування когерентного випромінювання використовують лазери (LASER – Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation).

Лампи розжарювання – це найбільш простий випромінювач, який має широкий спектр випромінювання, в основному має інфрачервоний діапазон. Недоліки: велика інерційність (діапазон частот від 0 до 20 Гц), низька стабільність параметрів, погано поєднуються з транзисторними та інтегральними схемами, споживають досить великі струми.

Газорозрядні лампи випромінюють світло порівняно малого спектру з максимумами в зеленій, жовто-помаранчевій та червоній областях. Як і лампи розжарювання вони використовують велику потужність, працюють при напрузі 50÷60В та струмах від одиниць до десятків мА. Швидкодія вища, ніж у ламп розжарювання: $10^{-3} \div 10^4$ Гц. Мають низьку стабільність, великі габарити, погано піддаються мікромініатюризації.

Люмінесцентні випромінювачі працюють на основі збудження електронів у матеріалі в результаті зовнішньої дії (світлового потоку, пучка електронів, рентгенівських променів, електричного струму, електричного поля, радіоактивного випромінювання).

За тривалістю світіння люмінесценція поділяється на:

- флуоресценцію (із коротким післясвітінням);
- фосфоресценцію (із тривалим післясвітінням від мілісекунд до декількох годин).

Речовини, які мають люмінесцентні властивості, називають люмінофорами.

Електролюмінісцентні випромінювачі мають низьку стабільність, малий термін служби, велику інерційність. Використовуються у підсилювачах та перетворювачах випромінювання, для побудови малогабаритних екранів, табло і т. ін.

2.1.2 Світлодіоди

Ці діоди (рисунок 8, а) іноді називають інжекційними світлодіодами, оскільки в основі їх роботи лежить явище інжекційної електролюмінесценції. Основою світлодіода є р-п перехід, зміщений у прямому напрямі. При такому зсуві в діоді виникає явище інжекції носіїв заряду з емітера в базу. Інжектвані неосновні носії рекомбінують в базі з її основними носіями. В процесі рекомбінації електрони переходять з вищих енергетичних рівнів зони провідності на нижчі рівні валентної зони. При цьому виділяється енергія, величина якої приблизно дорівнює ширині забороненої зони ΔW_z . Довжина хвилі світла в мікрометрах λ , що при цьому випромінюється, пов'язана з шириною забороненої зони ΔW_z в електрон-вольтах співвідношенням:

$$\lambda = \frac{1,23}{\Delta W_z}. \quad (5)$$

З (5) витікає, що для випромінювання видимого світла із довжиною хвилі від 0,4 до 0,78 мкм напівпровідник повинен мати $\Delta W_z > 1,6$ еВ. Германій і кремній непридатні для світлодіодів, оскільки ширина їх забороненої зони дуже мала. Для світлодіодів видимого світіння застосовуються в основному фосфід галію GaP і карбід кремнію SiC. Внесення до напівпровідника деяких домішок дозволяє отримувати світіння різного кольору. Окрім світлодіодів, що дають видиме світіння,

випускаються світлодіоди із арсеніду галію GaAs, випромінювання яких лежить в інфрачервоному діапазоні. На рисунку 9 зображена схема включення (а) і основні характеристики світлодіода: ВАХ, $I_{\text{ПР}} = f(U_{\text{ПР}})$ (б), яскравісна $V = f(I_{\text{ПР}})$ (в), залежність потужності випромінювання від величини прямого струму $P_{\text{ВИПР}} = f(I_{\text{ПР}})$ (г).

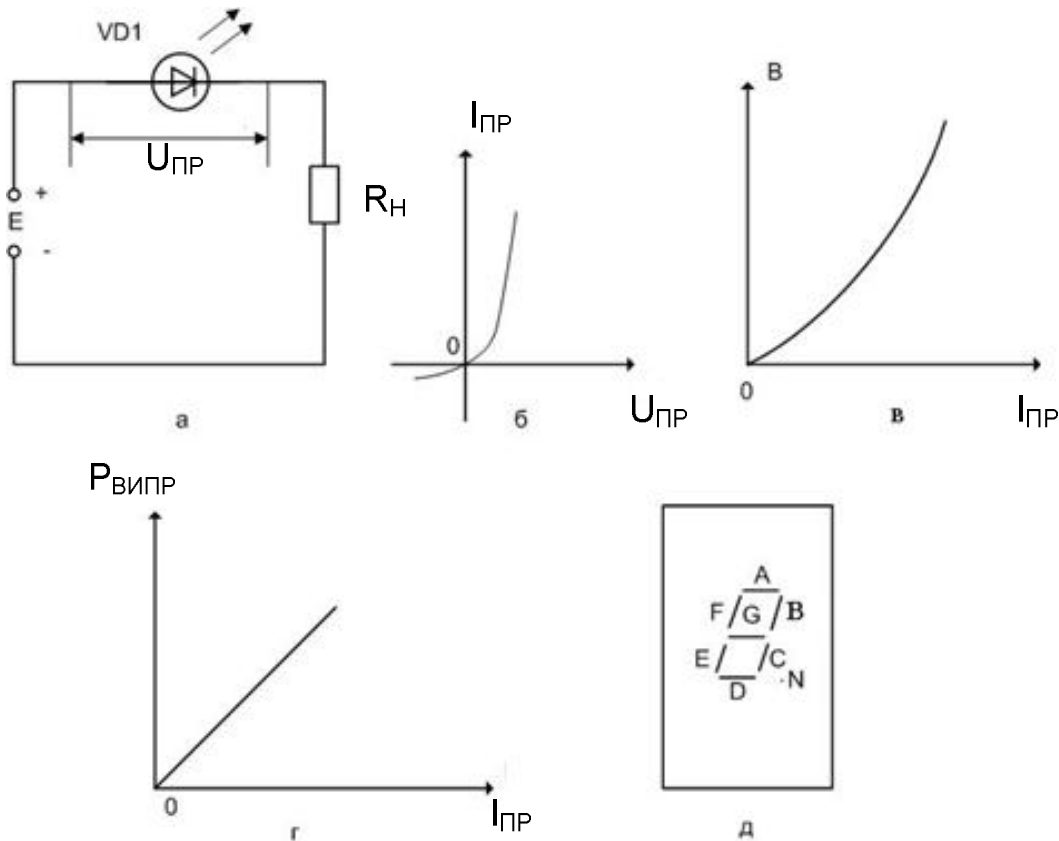


Рисунок 9 – Світлодіод: а – схема включення; б, в, г – основні характеристики; д – застосування в індикаторі

Основні параметри СД: яскравість випромінювання $V_{\text{ВИПР}}$, що вимірюється у нітах (нт), при певному значенні прямого струму $I_{\text{ПР}}$; довжина хвилі випромінюваного світлового потоку λ , що визначає колір світіння; потужність випромінювання $P_{\text{ВИПР}}$, що вимірюється у мікроватах, при $I_{\text{ПР}} = \text{const}$; електрична потужність, споживана СД від джерела живлення $P_{\text{ЕЛ}}$; коефіцієнт корисної дії $\eta = P_{\text{ВИПР}} / P_{\text{ЕЛ}}$; швидкодія і т. ін. Величина η складає долі-одиниці відсотків, а швидкодія (інтервал часу від

моменту подачі на СД імпульсу прямого струму до моменту, коли світіння СД досягає максимуму) - порядку $10^{-8} \dots 10^{-9}$ с. Світлодіоди застосовуються у цифрових схемах для індикації дискретного стану якого-небудь елементу; у пристроях виведення цифрової інформації; як джерела випромінювання у оптронах; у цифро-буквених світлодіодних індикаторах; лінійних світлодіодних шкалах і т. ін.

Лінійна світлодіодна шкала є інтегральною мікросхемою, що складається із послідовно розміщених світлодіодних структур (сегментів). Такі шкали служать для відображення інформації, що безперервно змінюється. Цифро-буквений світлодіодний індикатор виконується у вигляді інтегральної мікросхеми із декількох світлодіодних сегментів, розташованих так, щоб при відповідних комбінаціях сегментів, що світяться, виходило зображення цифри або букви. Однорозрядні індикатори дозволяють відтворювати одну цифру від 0 до 9 або деякі букви (рисунок 9, д). Багаторозрядні індикатори відтворюють будь-яку цифру, букву або комбінацію букв.

2.3 Приймачі оптичного випромінювання

2.3.1 Загальна характеристика

Приймачі оптичного випромінювання (фотоприймачі) здійснюють перетворення світлових сигналів у електричні.

В якості приймачів світлового випромінювання широко використовуються наступні оптоелектронні напівпровідникові прилади:

- фоторезистори (рисунок 8, б);
- фотодіоди (рисунок 8, в);
- фототранзистори (рисунок 8, г, д, е, з);
- фототиристори (рисунок 8, ж, і).

Їх робота заснована на використанні явища внутрішнього фотоефекту: генерації пар електрон-дірка під дією квантів падаючого світла. Ці носії створюють додаткову провідність, яку називають фотопровідністю.

2.3.2 Фоторезистори

Фоторезистори (ФР) (рисунок 8, б) - це напівпровідникові резистори, опори яких залежать від величини падаючого на них світлового потоку.

На рисунку 10 показані: схема включення ФР (а); його ВАХ (б) і енергетична (в) характеристики.

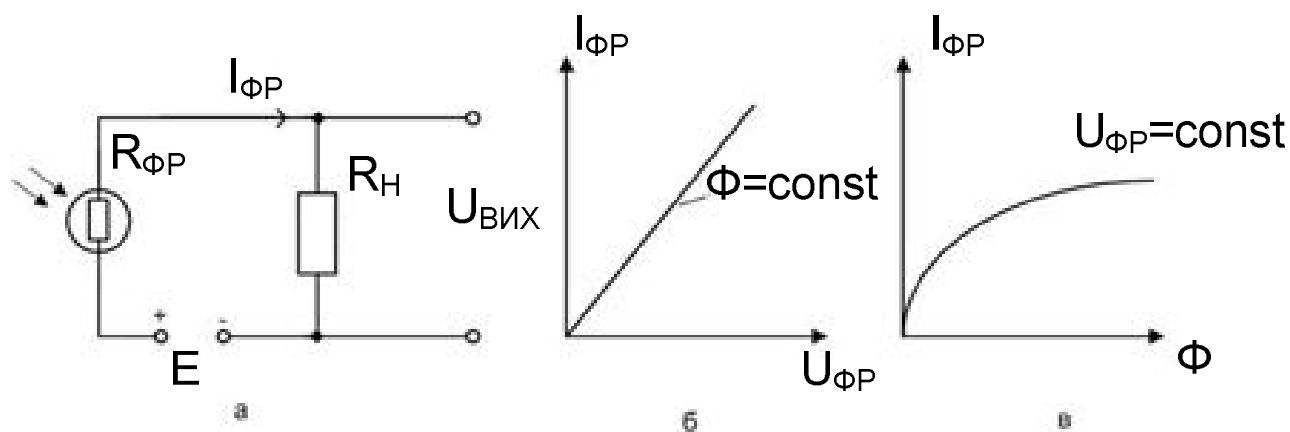


Рисунок 10 – Фоторезистори: а – схема включення; б, в – характеристики

ФР мають лінійну ВАХ і нелінійну енергетичну характеристику. При $\Phi=0$ ФР має великий темновий опір R_T порядку $(10^4 \dots 10^7)$ Ом. Відповідно невеликий струм через ФР при $R_F=R_T$ називають темновим I_T :

$$I_T = \frac{E}{R_T + R_H}. \quad (6)$$

При $\Phi > 0$ опір ФР зменшується до величини світлового опору R_{CB} , при якому світловий струм

$$I_{CB} = \frac{E}{R_{CB} + R_H}. \quad (7)$$

Різниця струмів ($I_{\text{СВ}} - I_{\text{T}}$) складає фотострум $I_{\text{фр}}$. Для виготовлення фоторезисторів застосовують різні матеріали в залежності від довжини хвилі падаючого світлового потоку. Так, наприклад, сірчистий свинець PbS найбільш чутливий до інфрачервоних променів, а сірчистий кадмій CdS - до випромінювання видимого діапазону. Основний параметр ФР - питома

чутливість $K_{\text{пит}} = \frac{K_{\text{фр}}}{U_{\text{фр}}}$, де $K_{\text{фр}} = \frac{I_{\text{фр}}}{\Phi}$ - інтегральна чутливість ФР, а $U_{\text{фр}}$

- величина напруги, прикладеної до ФР. Істотним недоліком ФР є залежність його параметрів від температури. Вони широко застосовуються як датчики світлового випромінювання, або у якості приймача світла у оптронах.

2.3.3 Фотодіоди

2.3.3.1 Загальна характеристика

Фотодіодом (ФД) (рисунок 8, в) називають напівпровідниковий діод, призначений для перетворення світлової енергії в електричну. Робота ФД заснована на явищі внутрішнього фотоефекту. ФД може працювати в одному із двох режимів: вентильному (фотогенераторному) і фотодіодному (фотоперетворюючому).

2.3.3.2 Вентильний режим роботи фотодіодів

ФД, що працюють у такому режимі, називають вентильними, фотогенераторними або фотогальванічними. Під дією світлового випромінювання вони генерують на своєму виході фото - електрорушійну силу (ЕРС). На рисунку 11 зображені: схема включення вентильного фотодіода (а) і залежність фото - ЕРС $E_{\text{ф}}$ від світлового потоку Φ (б).

Величина E_Φ із зростанням Φ змінюється за нелінійним законом і може досягати декількох десятих долей вольта. При включенні вентильного ФД на навантаження виникає фотострум:

$$I_{\Phi Д} = \frac{E_\Phi}{R_H + R_{ВН}}, \quad (8)$$

де $R_{ВН}$ - внутрішній опір ФД. Основним параметром вентильного ФД є інтегральна чутливість

$$K_{\Phi Д} = \frac{E_\Phi}{\Phi}.$$

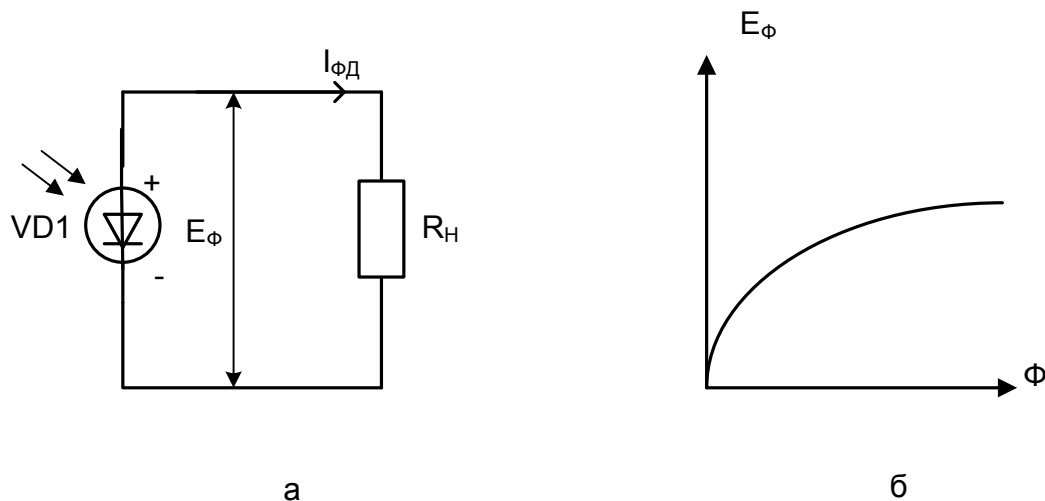


Рисунок 11 – Вентильний світлодіод: а – схема включення; б – світлова характеристика

До основного недоліку вентильного ФД відносять залежність інтегральної чутливості від температури. В даний час широко застосовуються кремнієві вентильні ФД. Їх використовують в сонячних батареях для перетворення енергії сонячних променів в електричну енергію. Їх фото - ЕРС досягає долей вольта. Шляхом певної комбінації ФД створюють сонячні батареї, які можуть розвивати потужність до декількох кіловат. Такі батареї є основними джерелами живлення штучних супутників, космічних кораблів, автоматичних метеостанцій і т. ін.

2.3.3.3 Фотодіодний (фотоперетворюючий) режим роботи фотодіодів

У цьому режимі використовується зовнішнє джерело живлення, яке підключене до ФД у зворотному напрямі. Робота такого діода заснована на залежності його зворотної провідності (зворотного опору) від величини світлового потоку Φ . При збільшенні Φ за рахунок явища внутрішнього фотоефекту зворотна провідність ФД збільшується (зворотний опір зменшується). На рисунку 12 показані: схема включення фотоперетворюючого ФД (а); його ВАХ ($I_{\text{ФД}} = f(U_{\text{ФД}})$) і світлова ($I_{\text{ФД}} = f(\Phi)$) характеристики.

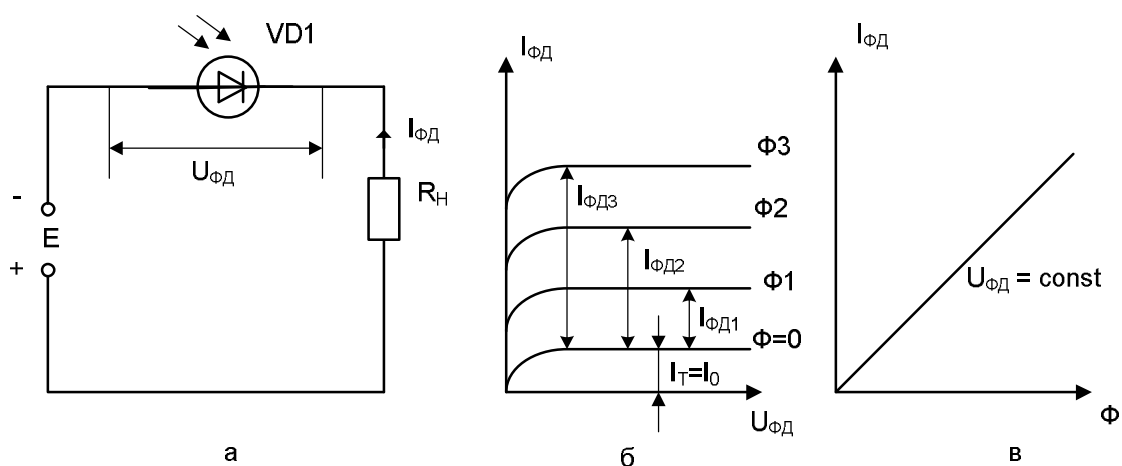


Рисунок 12 – Фотоперетворюючий ФД: а – схема включення; б, в – характеристики

ВАХ (рисунок 12, б) при $\Phi = \text{const}$ нагадують вихідні ВАХ біполярного транзистора, включеного за схемою із спільною базою. При $\Phi = 0$ через ФД протікає темновий струм $I_{\text{Т}}$, що дорівнює зворотному струму звичайного діода. При деякому значенні зворотної напруги може відбутися пробій р-n переходу ФД. Енергетичні характеристики є лінійними при $U_{\text{ФД}} = \text{const}$ і мало залежать від величини цієї напруги ($\Phi_3 > \Phi_2 > \Phi_1 > \Phi_0$). Основний параметр діода - інтегральна чутливість $K_{\text{ФД}} = I_{\text{ФД}} / \Phi$

(складає десятки міліампер на люмен). Вона залежить від довжини хвилі падаючого світла і має максимум при деякій довжині хвилі, різної для різних матеріалів.

Фотоперетворюючі ФД застосовуються в якості датчиків світлових сигналів, в якості приймачів світлового випромінювання у оптронах і т. ін.

2.3.4 Фототранзистори

На відміну від фотодіода фототранзистор (ФТ) не тільки перетворює світлову енергію в електричну, але і підсилює фотострум. Тому ФТ має вищу інтегральну чутливість, ніж ФД. Існують біполярні і польові фототранзистори.

Біполярний фототранзистор (рисунок 8, г) представляє собою звичайний транзистор, в корпусі якого виконане прозоре "вікно", через яке світловий потік може впливати на область бази. На рисунку 13 зображені: схема включення ФТ із "вільною" (нікуди не підключеною $I_B=0$) базою (а) і його ВАХ (б).

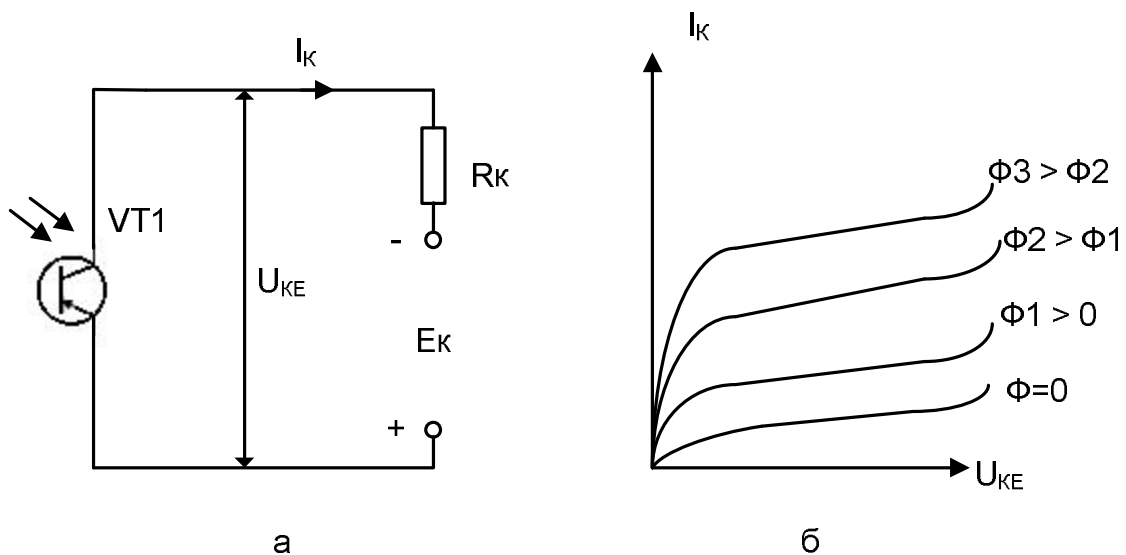


Рисунок 13 – Фототранзистори: а – схема включення; б – ВАХ

При $\Phi = 0$ через ФТ проходить дуже малий темновий струм колектора $I_{КТ}$, що дорівнює зворотному струму насичення транзистора, включеного за схемою із спільним емітером. При $\Phi > 0$ у зовнішньому ланцюзі протікає сумарний струм колектора

$$\begin{aligned} I_K &= I_{КТ} + I_{КСВ}, \\ I_{КСВ} &= I_\Phi (1 + h_{21E}), \end{aligned} \quad (9)$$

де I_Φ - фотострум, що створюється в базі за рахунок явища внутрішнього фотоефекту; h_{21E} - коефіцієнт підсилення струму в схемі із спільним емітером. Інтегральна чутливість ФТ в $(1 + h_{21E})$ раз більше, ніж у фотодіода. В польових фототранзисторах із затвором у вигляді р-п переходу (рисунк 8, д) здійснюється керування струмом стоку за допомогою світла. Із зростанням світлового потоку Φ струм стоку збільшується. У МДН польових фототранзисторах із індукованим каналом (рисунк 8, е) величиною світлового потоку можна змінювати порогову напругу, при якій виникає індукований канал.

Ще одним різновидом ФТ є одноперехідні фототранзистори (рисунк 8, з), в яких світловий потік Φ змінює напругу вмикання $U_{ВМ}$ (із зростанням Φ $U_{ВМ}$ зменшується).

Аналогічно фотодіодам фототранзистори застосовуються для реєстрації світлових сигналів.

2.3.5 Фототиристори

Фототиристори (ФТР) (рисунк 8, ж, і) можуть керуватися світловим потоком аналогічно тріодним тиристорам, керованих струмом. Існують діодні (рисунк 8, ж) і тріодні (рисунк 8, і) ФТР. На рисунку 14 показані: схема включення діодного фототиристора (а) і його вольт-амперні характеристики (б).

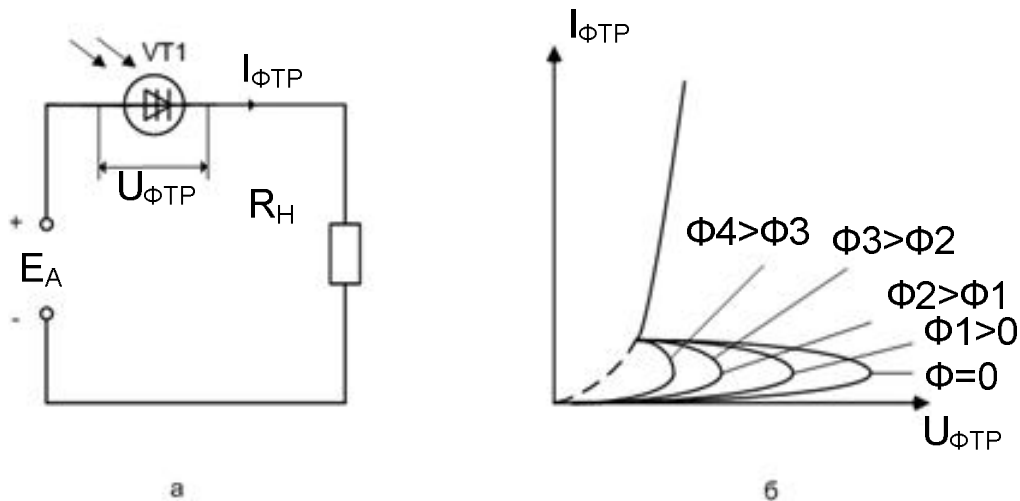


Рисунок 14 – Фототиристри: а – схема включення; б – ВАХ фототиристри

Чим більше світловий потік, що діє на тиристор, тим при меншій напрузі включається тиристор. У тріодному фототиристрі на електрод, що керує, додатково подається керуючий струм. Вмикання тиристора як і раніше відбувається під дією світлового потоку, але вже меншого значення. Для вмикання ФТР використовують випромінювання лазерів або світлодіоди. Фототиристри забезпечують електричну ізоляцію (гальванічну розв'язку) між керуючим сигналом і виконавчим силовим елементом.

2.4 Оптрони

Оптрон - це прилад, в якому конструктивно об'єднані джерело і приймач світлового випромінювання, зв'язані оптичним середовищем (ОС). Прилад, що містить один випромінювач і один приймач випромінювання, називають оптопарою або елементарним оптроном. На вході і виході оптрона є електричні сигнали, а зв'язок входу із виходом з одночасним здійсненням їх гальванічної розв'язки здійснюють світлові сигнали. Ланцюг випромінювача являється керуючим, а ланцюг

фотоприймача - керованим. Найважливіші переваги оптронів: відсутність гальванічного зв'язку між входом і виходом і зворотного зв'язку між фотоприймачем і випромінювачем (опір ізоляції $R_{із}$ між входом і виходом досягає $10^{12}...10^{14}$ Ом, а прохідна ємність складає доли - одиниці пікофарад); широка смуга пропускання частот ($\Delta f_{пр}=0...10^{14}$ Гц); неохильність оптичного каналу до дії зовнішніх електромагнітних полів і т. ін. Конструктивно в оптронах випромінювач і приймач випромінювання поміщаються в корпус і заливаються оптично прозорим клеєм.

Існуючі оптрони (оптопары) відрізняються один від одного в основному видом фотоприймача (рисунк 15).

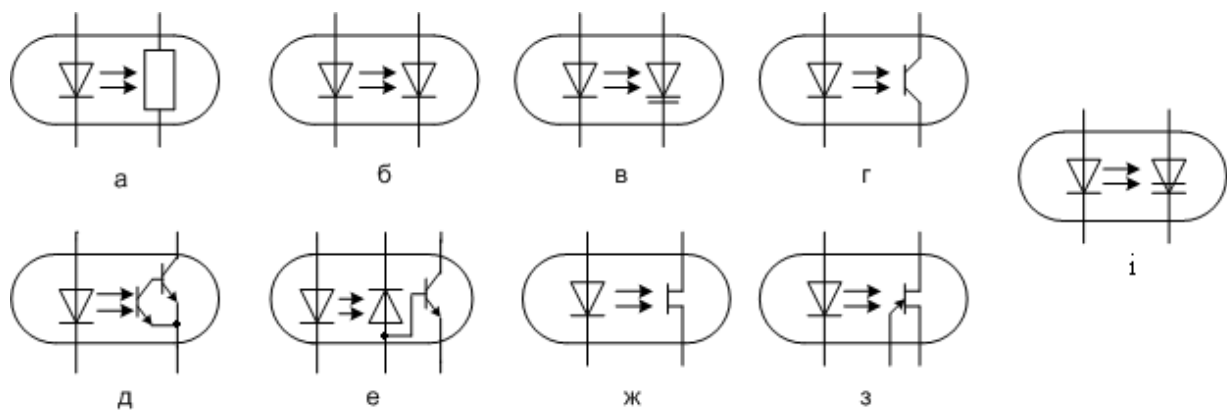


Рисунок 15 – Види оптронів

На рисунку 15, а показана схема резисторної оптопары (світлодіод і фоторезистор), у якій вихідний ланцюг живиться від джерела постійної або змінної напруги $E_{дж}$ і має навантаження R_H . Пряма напруга $U_{кер}$, що керує, подається на світлодіод і керує струмом у навантаженні. Оскільки ланцюг керування добре ізолюваний від навантаження, фоторезистор може бути включений у ланцюг досить високої напруги. Найважливішими характеристиками оптопары є вхідна ВАХ і передатна характеристика, що відображає залежність $R_{вих}$ оптрона від вхідного струму. Основні параметри: номінальний вихідний опір і $R_{вих}$ темнове; $R_{ізоляції}$; $C_{прохідна}$; $I_{ВХ.мах}$; $U_{ВХ.мах}$; $I_{ВІХ.мах}$; $U_{ВІХ.мах}$; $t_{ВМ}$; $t_{ВІМ}$ та інші. Резисторні оптопары

застосовуються для автоматичного регулювання підсилення, керування безконтактними подільниками напруги, модуляції сигналів і т. ін.

Діодні оптопари (рисунок 15, б) в якості фотоприймача зазвичай містять кремнієвий фотодіод, що працює у вентильному або у фотодіодному режимі, і інфрачервоний арсенід-галієвий світлодіод. Основні характеристики діодних оптронів: входні і вихідні ВАХ; передатні характеристики ($I_{\text{ВИХ}} = f(I_{\text{ВХ}})$) у фотогенераторному і фотодіодному режимах. Вихідна ВАХ аналогічна зворотній гілці характеристики діода. Зворотний струм практично не залежить від напруги. При великій напрузі виникає електричний пробій фотодіода.

Передатна характеристика у фотодіодному режимі практично лінійна у широкому діапазоні змін входного струму, а у фотогенераторному режимі - нелінійна. Фото - ЕРС на виході при зростанні входного струму прагне до насичення і не може перевищувати контактної різниці потенціалів на р-п переході фотодіода, яка складає 0,5...0,8 В. До основних параметрів діодних оптронів відносяться: $I_{\text{ВХ}}$, $U_{\text{ВХ}}$, $I_{\text{ВХ.мах}}$, $U_{\text{ВХ.ПР.мах}}$, $U_{\text{ВХ.ЗВР.мах}}$, $I_{\text{ВИХ.ЗВР.мах}}$, вихідний струм при $I_{\text{ВХ}} = 0$ (темновий зворотний струм), $R_{\text{ІЗОЛЯЦІЇ}}$, $S_{\text{ПРОХІДНА}}$, статичний коефіцієнт передачі K_I - відношення різниці вихідного струму і вихідного темнового струму до входного струму, %:

$$K_I = \frac{I_{\text{ВИХ}} - I_{\text{ВИХ.ЗВР.Т}}}{I_{\text{ВХ}}} \cdot 100. \quad (10)$$

Оскільки темновий струм дуже малий, то $K_I \approx I_{\text{ВИХ}} / I_{\text{ВХ}}$. При включенні оптрона в електричний ланцюг його вхідний ланцюг підключається у прямому напрямі, а вихідний - у зворотному. Діодний оптрон використовують як оптоелектронний імпульсний трансформатор; для гальванічної розв'язки окремих вузлів апаратури; для передачі сигналів між ЕОМ і периферійним устаткуванням; для керування роботою різних

мікросхем, особливо на МДН - транзисторах, що мають малий вхідний струм. Різновидом діодних оптопар є пари, в яких фотоприймач - варікап (рисунок 15, в).

Транзисторні оптопари (рисунок 15, г) мають зазвичай як випромінювач арсенід-галієвий світлодіод, а як приймач випромінювання - біполярний кремнієвий фототранзистор типу n-p-n. Діод, що випромінює, конструктивно розташований так, що велика частина світла прямує на базову область фототранзистора. Випромінювач і приймач ізольовані один від одного оптично прозорим середовищем.

За відсутності випромінювання у ланцюзі колектора фототранзистора, включеного за схемою із спільним емітером, протікає зворотний (темновий) струм, як у звичайних біполярних транзисторах. Його значення сильно залежить від температури. При опромінюванні бази фототранзистора колекторний струм отримує додаткову складову: $I_{К.СВ}=I_{Ф.Б}(1+h_{21E})$, де $I_{Ф.Б}$ - фотострум, що створюється у базі фототранзистора під дією світлового потоку; h_{21E} - коефіцієнт передачі струму бази у схемі із спільним емітером. Тобто фототранзистор виконує внутрішнє підсилення фотоструму. Основні параметри вхідного ланцюга транзисторної оптопари аналогічні параметрам діодних оптопар, оскільки в них використовуються схожі випромінювачі.

Специфічними для транзисторних оптопар є наступні параметри: вихідна залишкова напруга $U_{ЗАЛ}$ - напруга на вихідних виводах оптопари при відкритому фототранзисторі; струм витоку на виході $I_{ВИХ.ВИТ}$ - струм, що протікає у вихідному ланцюзі закритого фототранзистора; $I_{ВИХ.max}$, $I_{ВИХ.имп.max}$; максимальна комутована напруга на виході $U_{ВХ.КОМ.max}$; час наростання $t_{НАР}$ і час спаду $t_{СП}$ вихідного сигналу; $t_{ВМ}$ і $t_{ВИМ}$; $R_{ІЗОЛЯЦІЇ}$, та інші.

Основні характеристики: вихідні вольт-амперні і передатна. Довідкові залежності і характеристики приводяться для ключового режиму роботи фототранзистора, оскільки цей режим є основним при використанні транзисторних оптопар. Ці оптопари широко застосовуються в аналогових і ключових комутаторах сигналів, схемах узгодження датчиків із вимірювальними блоками, для гальванічної розв'язки у лініях зв'язку, оптоелектронних реле, що комутують великі струми, і т. ін.

Для підвищення чутливості в оптопарі може бути використаний складений транзистор (рисунок 15, д) або фотодіод із транзистором (рисунок 15, е). Оптрони із складеним транзистором мають найбільший коефіцієнт передачі струму, але малу швидкодію. Висока швидкодія при декілька меншому підсиленні характерна для діодно-транзисторних оптопар.

Різновидом транзисторних оптопар є оптрони із польовим фототранзистором (рисунок 15, ж). Вони відрізняються хорошою лінійністю вихідної вольт-амперної характеристики у широкому діапазоні напруг і струмів і тому зручні для використання в аналогових схемах.

Як приймач випромінювання в оптопарах застосовуються також одноперехідні транзистори (рисунок 15, з). Такі оптопари зазвичай використовуються для проектування ключових схем, наприклад, керованих релаксаційних генераторів, що формують імпульси прямокутної форми. Одноперехідний фототранзистор є у деякому розумінні універсальним: його можна використовувати як фоторезистор, якщо не включений емітерний перехід, або як фотодіод, якщо включений тільки один цей перехід.

Тиристорні оптрони містять як фотоприймач кремнієвий фототиристор (рисунок 15, і) і застосовуються виключно у ключових режимах. Фототиристор так само, як і фототранзистор, має велике

внутрішнє підсилення фотоструму. На відміну від фототранзистора включений стан фототиристора зберігається і при припиненні випромінювання від вхідного діода. Тобто сигнал, що керує, на оптопару тиристора може подаватися протягом короткого проміжку часу, необхідного для відкривання тиристора. Цим досягається істотне зниження енергії, що споживається ланцюгом керування оптрона. За відсутності вхідного сигналу через фототиристор протікає невеликий струм витоку (темновий струм), значення якого сильно залежить від температури. Основні параметри тиристорних оптронів: вхідний струм спрацьовування $I_{ВХ.СПР}$ - постійний прямий вхідний струм, який переводить оптопару у відкритий стан при заданому режимі на виході; вхідний імпульсний струм спрацьовування $I_{ВХ.імп.СПР}$ - амплітуда вхідного імпульсного струму заданої тривалості, при якій оптрон переходить у відкритий стан; $U_{ВХ}$ - вхідна напруга при заданому значенні $I_{ВХ.СПР}$; $I_{ВХ.ЗАКР}$ - вихідний струм у закритому стані; $I_{ВХ.УТР}$ - найменше значення $I_{ВХ}$, при якому фототиристор ще знаходиться у відкритому стані за відсутності вхідного струму; $U_{ВХ.ВІДК}$ - вихідна напруга у відкритому стані фототиристора; $t_{ВМ}$, $t_{ВІМ}$, $R_{ІЗОЛЯЦІ}$, $S_{ПРОХІДНА}$ і т. ін. Так само, як і для інших оптронів, важливими є гранично допустимі значення основних робочих параметрів. Вихідні ВАХ тиристорних оптронів аналогічні характеристикам триністора. Оптрони тиристорів використовуються для гальванічної розв'язки вхідних ланцюгів керування від високовольтних виконавчих ланцюгів, для формування імпульсів керування потужними тиристорами, для комутації навантаження у мережі змінного струму, у пристроях захисту вторинних джерел живлення і т. ін.

3 ОСНОВНІ ПОНЯТТЯ МІКРОЕЛЕКТРОНІКИ

Мікроелектроніка - це сучасний напрям електроніки, який охоплює конструювання, виготовлення та використання електронних вузлів, блоків та пристроїв із високим рівнем мініатюризації. Мікроелектроніка вирішує проблеми підвищення надійності, зменшення масогабаритних показників та вартості електронної апаратури.

В основу мікроелектроніки покладено інтегральний принцип виготовлення та використання електронних компонентів, при якому кожний компонент представляє собою не окремо взятий транзистор, діод, резистор, конденсатор і т. ін., а їх нероз'ємне схемне з'єднання, яке представляє собою деякий вузол, блок або цілий пристрій електронної апаратури. У зв'язку з цим компоненти мікроелектроніки носять назву інтегральних мікросхем або просто мікросхем. Кількість елементів, які входять у мікросхему, може досягати декількох сотень тисяч та більше [1, 6].

Більш детальна інформація про особливості мікроелектроніки знаходиться у розділі СРС до цієї лекції.

САМОСТІЙНА РОБОТА СТУДЕНТІВ (СРС)

1 ВИДИ ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМ (ІМС)

В залежності від технології виготовлення ІМС поділяються на [6]:

- напівпровідникові ІМС;
- гібридні ІМС;
- суміщені ІМС.

1.1 Напівпровідникові ІМС

Всі елементи таких ІМС виготовляють на спільній напівпровідниковій підкладці (кристал кремнію) у процесі спільних технологічних операцій. В якості активного елемента використовується біполярний або МОН – транзистор. Відповідно до цього мікросхеми поділяють на біполярні та МОН – мікросхеми.

У біполярних мікросхемах використовуються в основному n-p-n транзистори через їх більш високу швидкодію та більш високе підсилення струму, ніж у p-n-p транзисторів (оскільки рухомість електронів у кремнії у 3 рази вище ніж дірок).

Пасивні елементи в біполярних мікросхемах отримують на основі p-n – переходів (діоди та конденсатори) та шарів напівпровідника (резистори).

Діоди отримують із транзисторів: в якості анода – емітер, а в якості катода – колектор, що з'єднаний із базою. Ємності формують, використовуючи зворотно зсунутий p-n перехід (до 400 пФ).

Індуктивності взагалі не використовують.

У МОН – мікросхемах переважно використовуються польові транзистори із індукованим каналом. Технологія МОН – мікросхем значно простіша, ніж біполярних.

Напівпровідникові мікросхеми виготовляють груповим методом на кремнієвій пластині товщиною 0,2...0,3 мм. На пластині водночас виготовляють сотні мікросхем.

Електрична ізоляція елементів в МОН – мікросхемах здійснюється міжелементними ділянками вихідного напівпровідника (рисунок 1).

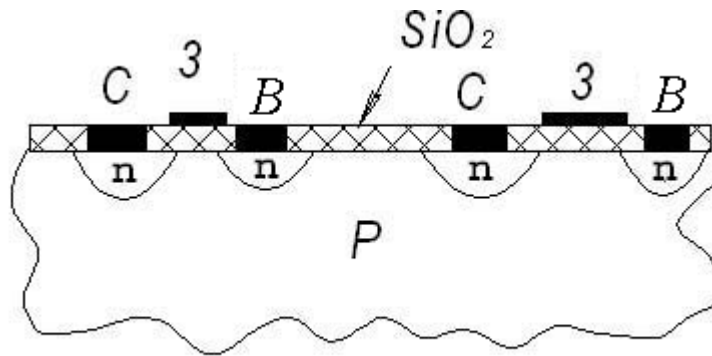


Рисунок 1 – Електрична ізоляція у МОН – елементах

Для ізоляції елементів у біполярних мікросхемах використовують створений навколо кожного елемента зворотно зміщений р-п – перехід (рисунок 2). Зворотне зміщення створюється подачею на підкладку р - типу найнижчого від'ємного потенціалу або створенням навколо кожного елемента ізолюючої ділянки із SiO_2 .

Процес виготовлення мікросхем (рисунок 3) базується на планарній та планарно-епітаксильній технологіях.

Напівпровідникові шари створюються способами локальної дифузії та епітаксильного нарощування. Потрібна конфігурація забезпечується фотолітографічним травленням захисних шарів із двоокису кремнію SiO_2 [1, 6].

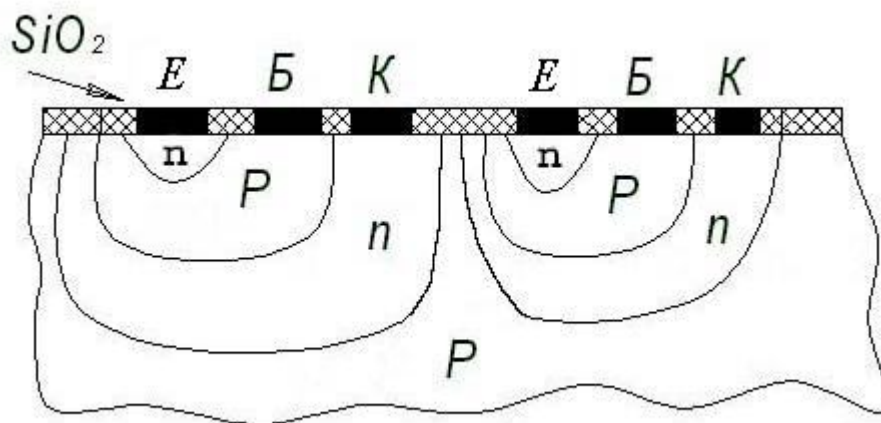


Рисунок 2 – Електрична ізоляція у біполярних елементах

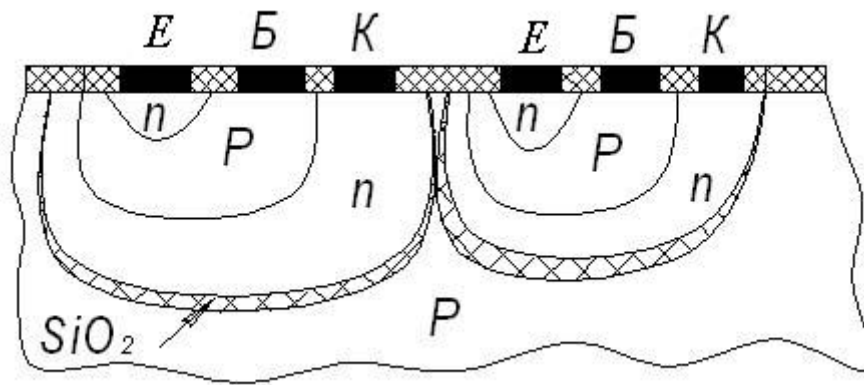


Рисунок 3 – Процес виготовлення мікросхем

1.2 Гібридні інтегральні мікросхеми

Гібридні інтегральні мікросхеми виготовляються на керамічній підкладці. Методом послідовного нанесення плівок отримують пасивні елементи (резистори, конденсатори, індуктивності, з'єднувальні провідники). Активні елементи (транзистори), а також діоди у безкорпусному виконанні використовують як начіпні елементи (припаюють або приклеюють струмопровідним клеєм).

Мікросхеми із товщиною плівок < 1 мкм відносять до тонкоплівкових, > 1 мкм – до товстоплівкових. Тонкі плівки отримують методом осадження у вакуумі через трафарети. У вакуумній камері випаровують метал, який осідає на більш холодну підкладку відповідно до конфігурації трафарету. Товсті плівки отримують із провідних (або непровідних) паст, котрі наносять із наступним впалюванням їх у підкладку.

1.3 Суміщені інтегральні мікросхеми

Активні елементи створюють за планарною або планарно-епітаксіальною технологіями в об'ємі напівпровідника, а пасивні елементи отримують методами плівкової технології. Відповідно до функціонального

призначення інтегральні мікросхеми поділяють на цифрові та аналогові (або лінійні) мікросхеми.

2 ЛАЗЕРИ

2.1 Загальна характеристика

Лазери - це генератори монохроматичного когерентного випромінювання. Їх робота заснована на використанні збуджених станів квантових систем. При збудженні за рахунок зовнішньої енергії електрони переходять на більш високі енергетичні рівні. Потім, повертаючись на нижні рівні, вони випромінюють фотони світлової енергії. Випромінювання енергії квантовою системою може відбуватися мимоволі (спонтанно) або вимушено (індукційно). Індукційний перехід відбувається під впливом зовнішньої дії.

Спонтанне випромінювання є немонохроматичним та некогерентним. При індукційному випромінюванні світлові хвилі мають однакову частоту й один напрямок поширення, тобто таке випромінювання називається монохроматичним.

В залежності від частоти квантово-оптичні генератори діляться на: мазери (випромінюють сантиметрові та міліметрові хвилі) та лазери (випромінюють у оптичному діапазоні).

Лазерна генерація може бути організована трьома способами:

- на основі переходів між електронними оболонками атомів;
- із використанням обертально-коливального спектру молекул;
- на основі переходів між зоною провідності та валентною зоною напівпровідників.

Для лазерної генерації може бути використаний практично будь-який матеріал.

У наш час широко використовуються твердотілі, газові та напівпровідникові лазери [1, 6].

2.2 Твердотілі лазери

Найбільш широко використовуються лазери на ітрієво-алюмінієвому гранаті, легованому активними іонами ніодиму (ІАГ – лазер), а також рубінові лазери із використанням іонів хрому, розподілених у матриці Al_2O_3 .

ІАГ - лазери збуджуються білим світлом за допомогою імпульсної лампи.

ІАГ - лазер має високий коефіцієнт корисної дії (ККД). Основна лінія випромінювання: 1,06 мкм.

Вихідна потужність когерентного випромінювання ≈ 1 мВт у неперервному режимі.

Рубіновий лазер також має високий ККД і може працювати як у імпульсному так і у неперервному режимі (рисунок 4).

Збудження здійснюється за допомогою лампи-спалаху на хвилі $\lambda = 0,55$ мкм (зелений колір). Випромінювання здійснюється на хвилі $\lambda = 0,694$ мкм.

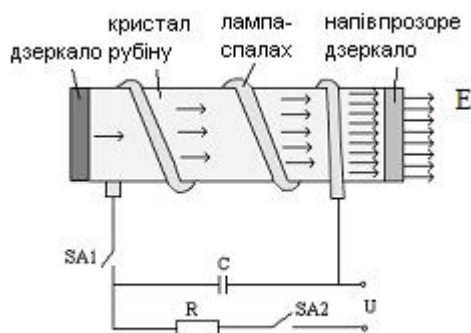


Рисунок 4 – Спрощена конструкція рубінового лазера

Відстань між дзеркалами кратна довжині випромінюваної хвилі (0,694 мкм). Тому кристал рубіну є оптичним резонатором. Когерентний світловий промінь, багатократно відбиваючись, виходить через напівпрозоре дзеркало. Для роботи лампи-спалаху спочатку заряджають накопичувальний конденсатор С від джерела U, а потім його розряджають через лампу-спалах.

2.3 Газові лазери

Із газових лазерів найбільш широко використовують гелій-неонові (He + Ne): 90% - He , 10% - Ne. Активну участь відіграє тільки Ne.

При електричному розряді у газовій суміші збуджуються атоми He, які потім передають свою енергію атомам Ne. В атомах Ne електрони переходять із рівнів E1 та E2 на рівні E3 та E4 (рисунок 5).

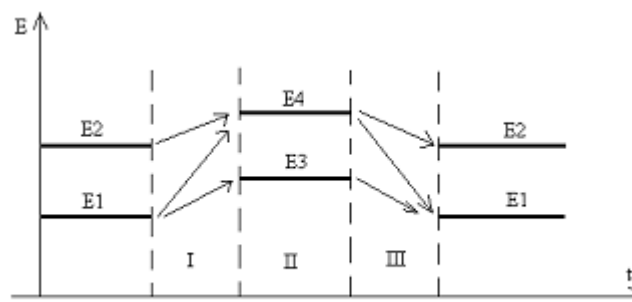


Рисунок 5 – Енергетичні рівні атомів у газовому лазері

На рівнях E3 та E4 електрони утримуються в сотні тисяч разів більше, ніж в інших нестабільних станах. Такий стан має властивість накопичувача енергії та являється метастабільним, що характерно для генераторів із додатним зворотним зв'язком (ДЗЗ).

Якщо хоча б один електрон переходить на нижній рівень, то виникає лавиноподібний процес переходу всіх інших електронів, що супроводжується випромінюванням на частотах, які визначаються

різницею енергій $E_4 - E_2$; $E_4 - E_1$; $E_3 - E_1$, та відповідають довжині хвиль:
 $\lambda = 3,39$; $0,6328$ та $1,15$ мкм.

Практично використовуються тільки випромінювання з $\lambda = 0,6328$, яке знаходиться у видимій частині спектру.

Гелій-неонові лазери працюють у безперервному режимі із $P_{\text{випр}} \approx 0,5 \div 200$ мВт та ККД до $0,1\%$.

Принцип роботи лазера на двоокису вуглецю $\text{CO}_2\text{-N}_2$ близький до гелій-неонового лазера. Такий лазер, як правило, працює в імпульсному режимі. Потужність випромінювання до 10 кВт на довжині хвилі $\lambda = 10,6$ мкм.

Переваги: висока когерентність випромінювання, малий кут поширення пучка (до 2°).

Недолік: великі габарити.

2.4 Напівпровідникові лазери

Напівпровідникові лазери виконуються у вигляді куба або паралелепіпеда, паралельні грані якого ретельно відполіровані. Три грані покриті шаром, що відбиває, і виконують функції резонатора. Четверта - напівпрозора й через неї виходить випромінювання (рисунок 6).

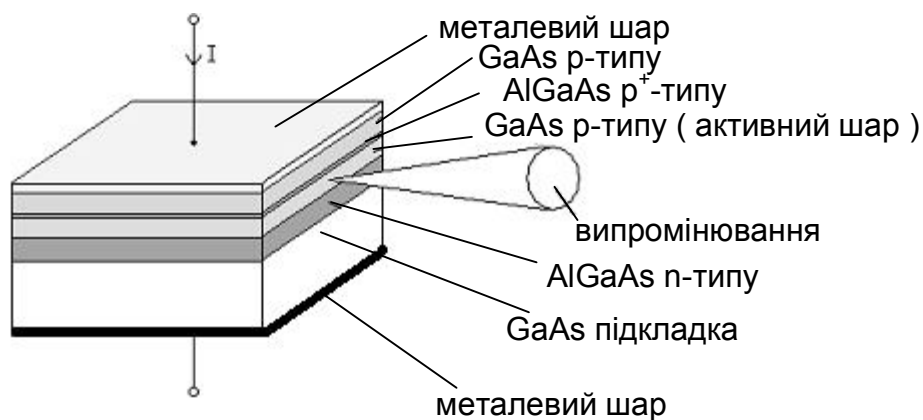


Рисунок 6 – Спрощена конструкція напівпровідникового лазера

У якості активного матеріалу лазерних діодів (ЛД) використовують арсенід галія, що легований селеном або телуrom у шарі n і кадмієм у шарі p .

Особливості ЛД :

- випромінювальні переходи відбуваються між енергетичними рівнями;
- розміри ЛД невеликі, товщина активної зони мала і внаслідок цього порівняно велике поширення пучка випромінювання;
- накачування рівнів відбувається шляхом пропускання струму;
- можна реалізувати модуляцію випромінювання аж до декількох ГГц.

До певного струму - випромінювання не когерентне. Але при перевищенні певного порога ЛД починає генерувати когерентне випромінювання.

На відміну від світлодіода, ЛД генерує частково поляризоване світло із площиною поляризації паралельній p - n - переходу.

ПИТАННЯ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

- 1) Дайте визначення поняттю тиристор. Загальна характеристика.
- 2) Способи керування тиристорами.
- 3) Наведіть та порівняйте ВАХ диністора та триністора.
- 4) Дайте визначення поняттю оптоелектронні прилади. Загальна характеристика.
- 5) Принцип дії джерела оптичного випромінювання. Їх види і типи.
- 6) Принцип дії приймача оптичного випромінювання. Їх види і типи.
- 7) Чим відрізняються вентильний та фотодіодний режим роботи фотодіода.
- 8) Принцип дії фототранзистора та фототранзистора.

- 9) Особливості конструкції та застосування оптронів.
- 10) Види інтегральних мікросхем.
- 11) Лазери. Принцип роботи. Їх види і типи.

ЛІТЕРАТУРА

[1...11; 14...21; 25; 26; 28; 30; 33; 34]

ТЕМА 1.6 ПІДСИЛЮВАЧІ ЗМІННОГО СТРУМУ

ТЕМА 1.7 ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

ЛЕКЦІЯ 4 ПІДСИЛЮВАЧІ ЗМІННОГО ТА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

1 КЛАСИФІКАЦІЯ ТА ОСНОВНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕЛЕКТРОННИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

1.1 Загальні відомості

1.2 Основні показники підсилювачів

1.2.1 Коефіцієнт підсилення

1.2.2 Точність відтворення форми сигналу, який підсилюється

1.2.2.1 Нелінійні спотворення

1.2.2.2 Лінійні спотворення

1.2.3 Коефіцієнт корисної дії підсилювача

2 ВИМІРЮВАННЯ ВХІДНОГО ОПОРУ ПІДСИЛЮВАЧА

3 ВИМІРЮВАННЯ ВИХІДНОГО ОПОРУ ПІДСИЛЮВАЧА

4 ЗВОРОТНІ ЗВ'ЯЗКИ У ПІДСИЛЮВАЧАХ

4.1 Загальні відомості

4.2 Зворотний зв'язок за напругою

4.3 Зворотний зв'язок за струмом

4.4 Комбінований зворотний зв'язок

4.5 Послідовний зворотний зв'язок

4.6 Паралельний зворотний зв'язок

4.7 Змішаний зворотний зв'язок

4.8 Коефіцієнт зворотного зв'язку

4.9 Вплив від'ємного зворотного зв'язку на основні параметри та характеристики підсилювача

5 ПІДСИЛЮВАЧІ ЗМІННОГО СТРУМУ

5.1 Однокаскадний підсилювач на біполярному транзисторі із спільним емітером

5.1.1 Загальні положення

5.1.2 Забезпечення режиму роботи транзистора у каскаді підсилювача (вибір початкового положення робочої точки)

5.1.2.1 Режими (класи) роботи підсилювачів

5.1.2.2 Вибір режиму роботи

5.2 Однокаскадний підсилювач на біполярному транзисторі із спільним колектором (емітерний повторювач)

5.3 Термостабілізація робочої точки

5.4 Підсилювач на польовому транзисторі

6 ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

6.1 Загальні відомості

6.2 Підсилювачі постійного струму із безпосередніми зв'язками

6.3 Диференціальний підсилювач постійного струму

САМОСТІЙНА РОБОТА СТУДЕНТІВ(СРС)

1 АНАЛІЗ РОБОТИ ПІДСИЛЮВАЧА НА БІПОЛЯРНОМУ ТРАНЗИСТОРІ (БТ), ЩО ВКЛЮЧЕНИЙ ЗА СХЕМОЮ ІЗ СПІЛЬНИМ ЕМІТЕРОМ (СЕ)

1.1 Еквівалентна схема заміщення підсилювача

1.2 Визначення вхідного опору підсилювача

1.3 Визначення коефіцієнта підсилення напруги

1.4 Визначення коефіцієнта підсилення струму

1.5 Визначення вихідного опору підсилювача

1.6 Визначення основних динамічних параметрів підсилювача за h - параметрами транзистора, що включений за схемою із спільним емітером

2 АНАЛІЗ РОБОТИ ЕМІТЕРНОГО ПОВТОРЮВАЧА (ЕП)

2.1 Еквівалентна схема заміщення емітерного повторювача

2.2 Визначення вхідного опору емітерного повторювача

2.3 Визначення вихідного опору емітерного повторювача

2.4 Визначення коефіцієнта підсилення напруги емітерного повторювача

2.5 Визначення коефіцієнта підсилення струму емітерного повторювача

2.6 Визначення основних динамічних параметрів емітерного повторювача за h - параметрами транзистора, що включений за схемою із спільним колектором

3 СХЕМА ІЗ ФІКСОВАНИМ СТРУМОМ БАЗИ

4 СХЕМА ІЗ ФІКСОВАНОЮ БАЗОВОЮ НАПРУГОЮ

5 СХЕМА ІЗ КОЛЕКТОРНОЮ СТАБІЛІЗАЦІЄЮ

6 ФАЗО-ІНВЕРСНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ

7 ПІДСИЛЮВАЧ НАПРУГИ НА ПОЛЬОВОМУ ТРАНЗИСТОРІ ІЗ P-N ПЕРЕХОДАМИ

8 ПІДСИЛЮВАЧ НАПРУГИ НА МЕТАЛ-ОКСИД-НАПІВПРОВІДНИК (МОП) - ПОЛЬОВОМУ ТРАНЗИСТОРІ

9 ЕМІТЕРНИЙ ПОВТОРЮВАЧ НА СКЛАДЕНОМУ ТРАНЗИСТОРІ

10 ПІДСИЛЮВАЧ ІЗ АВТОМАТИЧНИМ РЕГУЛЮВАННЯМ ПІДСИЛЕННЯ (АРП)

11 ПАРАЛЕЛЬНО - БАЛАНСНІ ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ (ППС)

**12 ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ІЗ ПЕРЕТВОРЕННЯМ
ПОСТІЙНОГО СТРУМУ У ЗМІННИЙ (ППС НА НЕСУЧІЙ
ЧАСТОТІ)**

ПИТАННЯ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

ЛІТЕРАТУРА

[1...8; 16...18; 21; 25...27; 30; 33; 34]

1 КЛАСИФІКАЦІЯ ТА ОСНОВНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЕЛЕКТРОННИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

1.1 Загальні відомості

Підсилювачем називається електронний пристрій, призначений для підсилення (підвищення) потужності електричних сигналів за рахунок енергії джерела живлення.

Представимо підсилювач як активний чотириполіусник та наведемо структури підсилювача із виходом у вигляді генератора напруги E (рисунок 1, а) та із виходом у вигляді генератора струму I (рисунок 1, б).

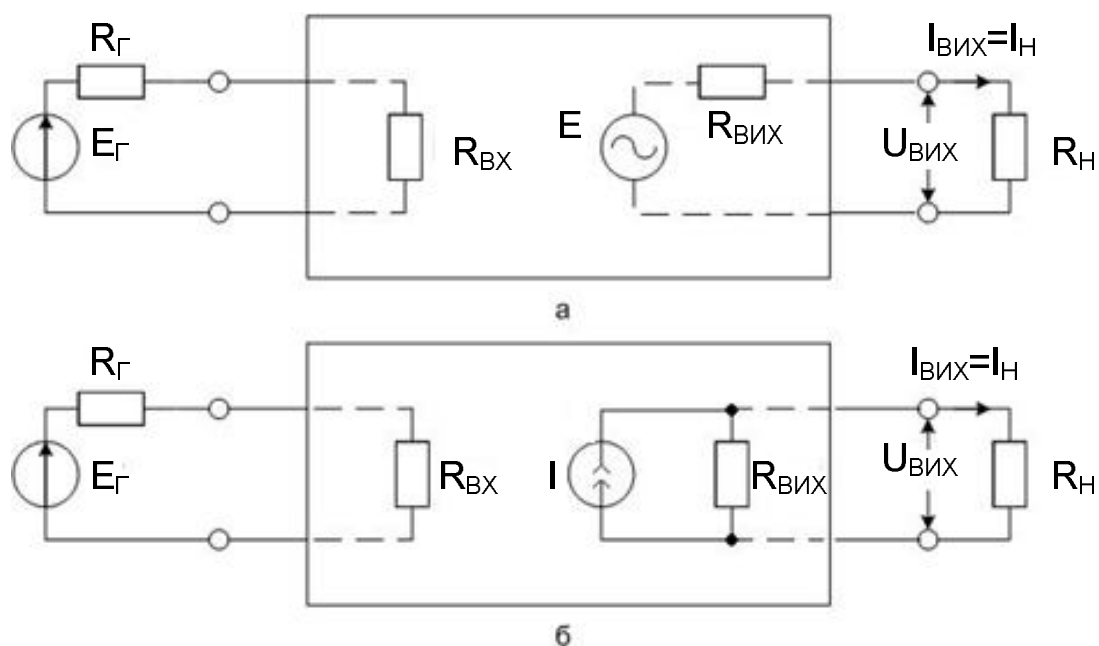


Рисунок 1 – Підсилювач як активний чотириполіусник

В залежності від співвідношення власного опору R_{Γ} джерела вхідної напруги E_{Γ} , вхідного опору підсилювача $R_{ВХ}$, вихідного опору

підсилювача $R_{ВХ}$ та опору навантаження R_H підсилювачі підрозділяються на:

- підсилювачі напруги, якщо $R_{ВХ} \gg R_H$; $R_H \gg R_{ВХ}$;
- підсилювачі струму, якщо $R_{ВХ} \ll R_H$; $R_H \ll R_{ВХ}$;
- підсилювачі потужності, якщо $R_{ВХ} \approx R_H$; $R_H \approx R_{ВХ}$.

На рисунку 2 наведений підсилювач струму, представлений як активний чотириполіусник.

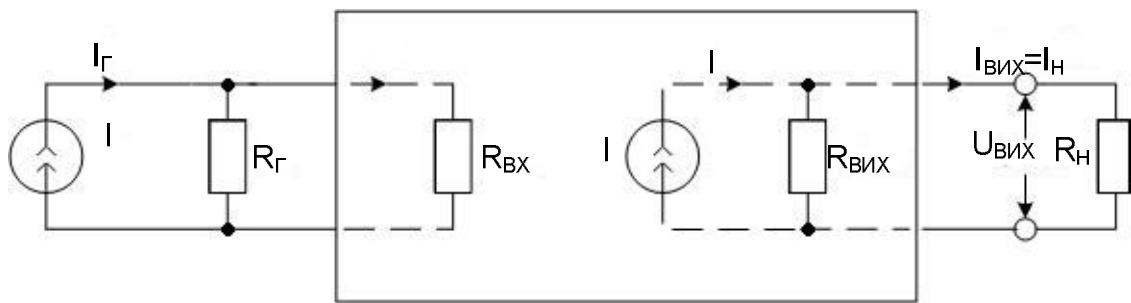


Рисунок 2 – Підсилювач струму, представлений як активний чотириполіусник

Якщо $R_{ВХ} \ll R_H$, то практично весь струм від джерела струму I_G проходить через $R_{ВХ}$, тобто $I_{ВХ} \approx I_G$. Також, якщо $R_H \ll R_{ВХ}$, то весь вихідний струм I проходить через R_H , тобто $I_H \approx I$.

Навантаженням підсилювача може бути не тільки споживач електричної енергії, але також вхід іншого підсилювача (багатокаскадний підсилювач). В останньому випадку багатокаскадний підсилювач представляє собою ланцюжок каскадів (рисунок 3), на вході якого діє джерело сигналу, який підсилюється, а до виходу підключене навантаження.

При розрахунках такий складний підсилювач розділяється на каскади або ступені.

У залежності від кількості каскадів підсилювачі поділяються на:

- однокаскадні;
- багатокаскадні.

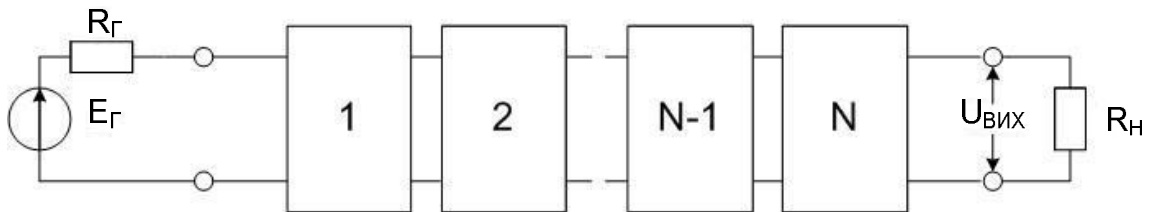


Рисунок 3 – Структура багатокаскадного підсилювача

Для багатокаскадного підсилювача перший каскад називають вхідним, передостанній каскад – передвихідним, останній каскад – вихідним або кінцевим, а каскади між вхідним та передвихідним – проміжними.

У багатокаскадних підсилювачах зв'язок між каскадами може бути:

- ємнісний (RC);
- трансформаторний;
- безпосередній або гальванічний.

У залежності від типу сигналів, які підсилюються, підсилювачі поділяються на:

- змінного струму;
- постійного струму;
- імпульсні.

Підсилювачі постійного струму (ППС) підсилюють сигнали, починаючи із нульової частоти.

Підсилювачі змінного струму поділяються на:

- підсилювачі низької частоти (ПНЧ);
- підсилювачі високої частоти (ПВЧ).

За шириною смуги пропускання розрізняють:

- селективні підсилювачі, що підсилюють сигнал на фіксованій частоті у вузькому спектрі частот, у яких $f_B / f_H \approx 1$, де f_B - верхня гранична частота пропускання, f_H - нижня гранична частота пропускання;
- широкосмугові підсилювачі - $f_B / f_H \gg 1$ (рисунок 4).

ППС та імпульсні підсилювачі є широкосмуговими.

Під смугою пропускання розуміють частотний діапазон, у межах якого рівень вихідного сигналу не є нижчим за $0,707$ від максимальної амплітуди сигналу $\left(U_{\text{вих}} \geq \frac{U_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \right)$.

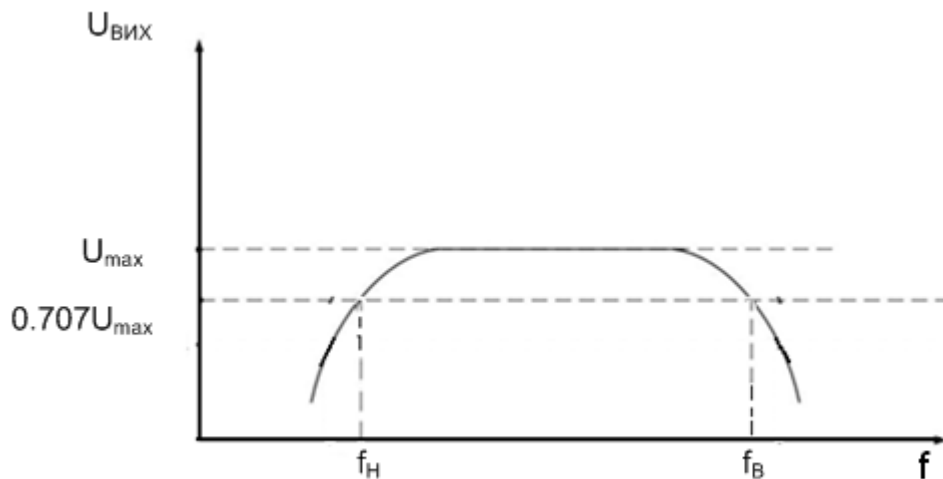


Рисунок 4 – Амплітудно-частотна характеристика підсилювача

1.2 Основні показники підсилювачів

1.2.1 Коефіцієнт підсилення

Одним із основних показників підсилювачів є коефіцієнт підсилення $K_{\text{ПДС}}$, який показує у скільки разів вихідний сигнал більше вхідного.

$K_{\text{ПДС}}$ поділяються на :

- $K_{\text{ПДС}}$ за напругою - K_U ;
- $K_{\text{ПДС}}$ за струмом – K_I ;
- $K_{\text{ПДС}}$ за потужністю – K_P .

$$K_U = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{U_{\text{ВХ}}}; K_I = \frac{I_{\text{ВИХ}}}{I_{\text{ВХ}}}; K_P = \frac{P_{\text{ВИХ}}}{P_{\text{ВХ}}}. \quad (1)$$

Для багатокаскадного підсилювача $K_{\text{ПДС}}$: $K_{\Sigma} = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot \dots \cdot K_N$,

де N - кількість каскадів.

$K_{\text{ПДС}}$ часто виражають у логарифмічних одиницях:

$$K_U[\text{дБ}] = 20 \lg K_U; K_I[\text{дБ}] = 20 \lg K_I; K_P[\text{дБ}] = 10 \lg K_P. \quad \text{При цьому для}$$

багатокаскадного підсилювача $K_{\Sigma} = K_1 + K_2 + K_3 + \dots + K_N$.

1.2.2 Точність відтворення форми сигналу, який підсилюється

Відхилення форми вихідного сигналу від форми вхідного називають спотворенням. Спотворення бувають двох видів: нелінійні та лінійні.

1.2.2.1 Нелінійні спотворення

Нелінійні спотворення виникають через нелінійність вольт-амперних характеристик (ВАХ). Приклад нелінійних спотворень струму бази I_B у схемі із спільним емітером при синусоїдальній вхідній напрузі $U_{\text{ВХ}}$ зображений на рисунку 5.

При нелінійних спотвореннях у вихідному сигналі окрім основної гармоніки, яка має частоту вхідного сигналу, з'являються декілька вищих гармонік.

Рівень нелінійних спотворень оцінюється коефіцієнтом нелінійних спотворень $K_{\text{НС}}$ (клір-фактором) або коефіцієнтом гармонік K_{Γ} .

Коефіцієнт гармонік K_Γ не потрібно плутати із коефіцієнтом нелінійних спотворень K_{HC} :

$$K_\Gamma = \sqrt{\sum_{N=2}^{\infty} P_N / P_1} = \sqrt{\sum_{N=2}^{\infty} U_N^2 / U_1^2} = \sqrt{\sum_{N=2}^{\infty} I_N^2 / I_1^2}, \quad (2)$$

де P_1, U_1, I_1 – відповідно потужність, напруга та струм першої гармоніки сигналу, N – номер гармоніки;

$$K_{HC} = \sqrt{\sum_{N=2}^{\infty} P_N / P} = \sqrt{\sum_{N=2}^{\infty} U_N^2 / U^2} = \sqrt{\sum_{N=2}^{\infty} I_N^2 / I^2}, \quad (3)$$

де $P = P_1 + P_2 + P_3 + \dots + P_N$; $U^2 = U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_N^2$; $I^2 = I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_N^2$.

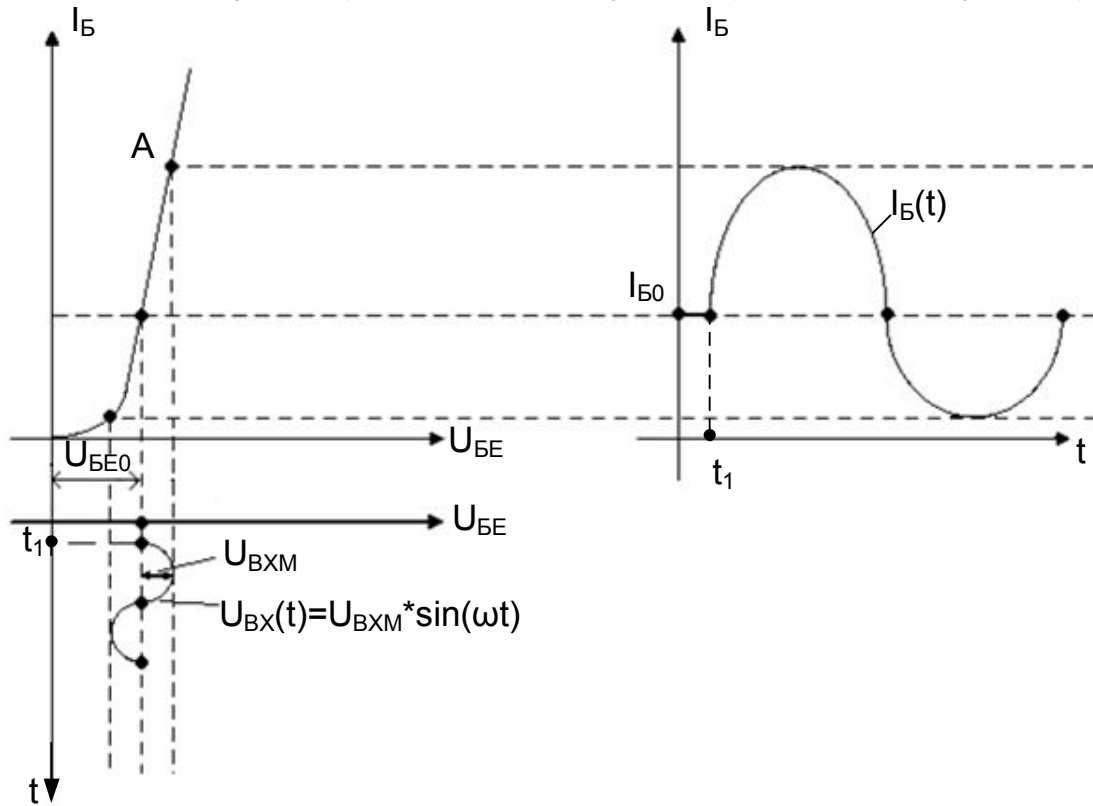


Рисунок 5 – Нелінійні спотворення струму бази

Із (2) та (3) випливає :

$$K_\Gamma = \frac{K_{HC}}{\sqrt{1 - K_{HC}^2}}. \quad (4)$$

При $K_\Gamma < 0.1$, K_Γ та K_{HC} відрізняються менш, ніж на 1%.

Для багатокаскадного підсилювача:

$$K_{\Gamma_{\Sigma}} = K_{\Gamma_1} + K_{\Gamma_2} + K_{\Gamma_3} + \dots + K_{\Gamma_N}.$$

Часто до параметрів, які оцінюють якість підсилювача, відносять динамічний діапазон [3]

$$D = \frac{U_{BX.max}}{U_{BX.min}},$$

де $U_{BX.max}$ та $U_{BX.min}$ – відповідно найбільше та найменше допустимі значення вхідної напруги, при якій відбуваються мінімальні спотворення сигналів.

1.2.2.2 Лінійні спотворення

Лінійні спотворення виникають через залежність від частоти коефіцієнта підсилення та зсуву фаз між вихідним і вхідним сигналами. Цю залежність відображають відповідно амплітудно-частотна (АЧХ) та фазо-частотна (ФЧХ) характеристики (рисунок 6).

За видом АЧХ оцінюють частотні спотворення підсилювача, а за видом ФЧХ – фазові спотворення.

Рівень частотних спотворень показує відповідний коефіцієнт

$$M = \frac{K_U}{K_{U.max}}, \quad (5)$$

де K_U – коефіцієнт підсилення на заданій частоті; $K_{U.max}$ – коефіцієнт підсилення на середній частоті $\omega_{сеп}$.

Через фазові спотворення може змінюватися форма сигналів, спектр яких має декілька гармонік. Оскільки ці різні спектральні складові вхідного сигналу набувають у підсилювачі різного фазового зсуву, то підсумовуючись на виході, вони викликають спотворення форми сигналу.

Причиною лінійних спотворень являються наявність у схемі підсилювача реактивних елементів (наприклад, конденсаторів) та залежність властивостей транзистора від частоти.

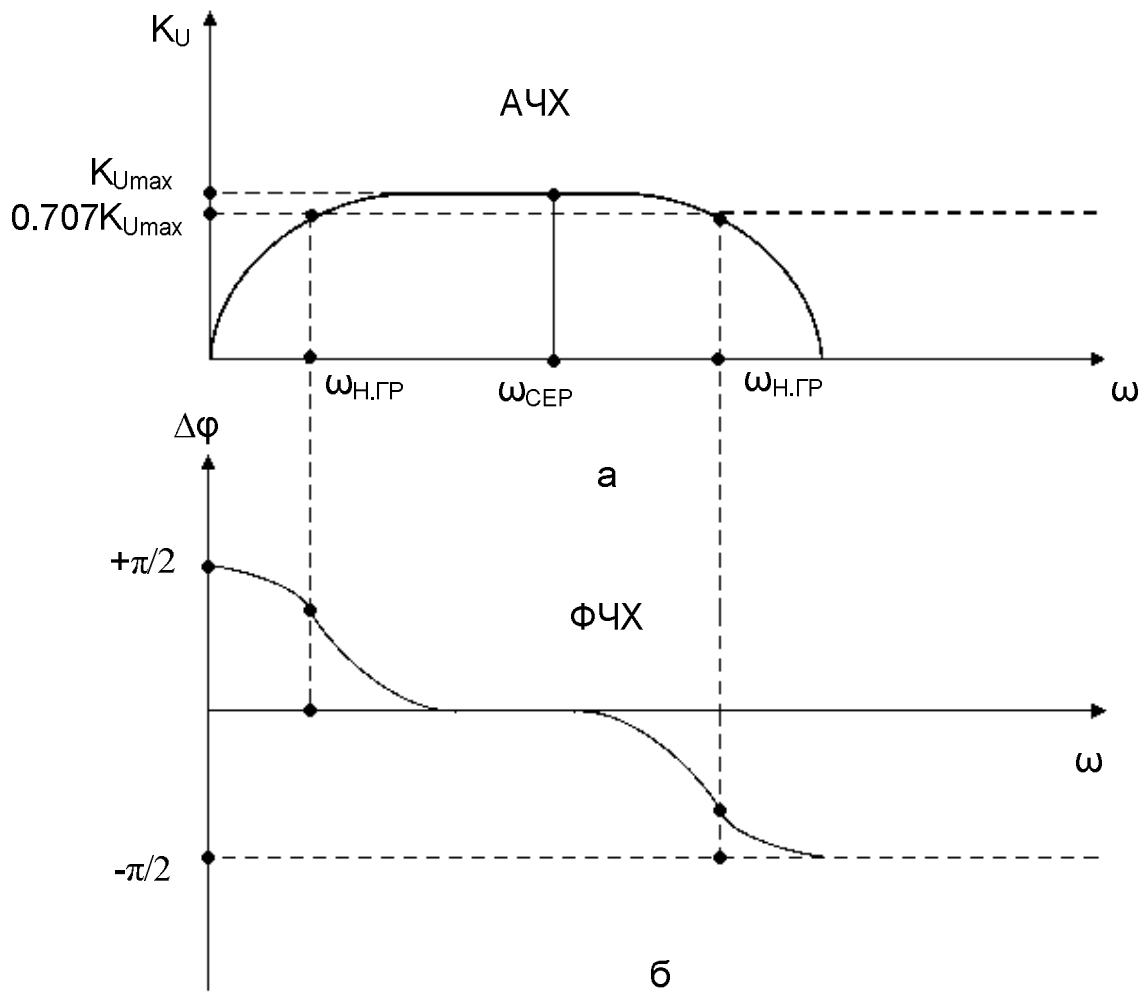


Рисунок 6 – Характеристики підсилювача: а – АЧХ; б– ФЧХ

1.2.3 Коефіцієнт корисної дії підсилювача

Коефіцієнт корисної дії (ККД) є важливим показником підсилювачів потужності. Розрізняють повний ККД та електричний ККД.

Електричний ККД обчислюється за формулою

$$\eta_E = \frac{P_H}{P_{ДЖ}}, \quad (6)$$

де P_H – корисна потужність, яка поступає у навантаження; $P_{ДЖ}$ – потужність, яка споживається підсилюючим елементом від джерела живлення (для транзисторного підсилювача потужність, яка споживається колекторним або стоковим колом).

Повний ККД визначається із виразу

$$\eta_{\Pi} = \frac{P_H}{P_{3AG}}, \quad (7)$$

де P_{3AG} - потужність, яка споживається підсилювачем усіма колами від всіх джерел живлення.

2 ВИМІРЮВАННЯ ВХІДНОГО ОПОРУ ПІДСИЛЮВАЧА

Вимірювання вхідного опору підсилювача здійснюється відповідно до схеми, показаної на рисунку 7.

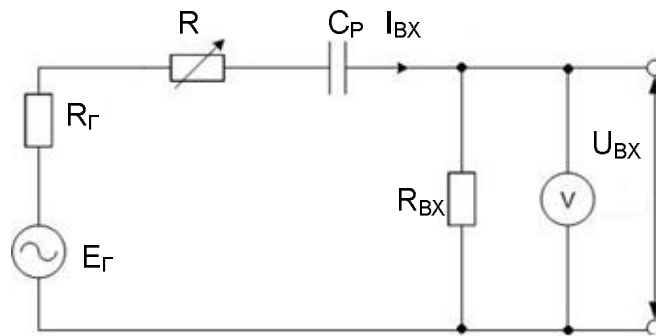


Рисунок 7 – Схема для вимірювання вхідного опору підсилювача

На схемі використані наступні позначення:

E_{Γ} - звуковий генератор (ЗГ); R_{Γ} - внутрішній опір ЗГ; R - змінний відградуваний опір; C_{Π} - роздільний конденсатор на вході підсилювача; R_{BX} - вхідний опір підсилювача, який необхідно визначити; I_{BX} - вхідний струм; V - вимірювальний вольтметр, U_{BX} – вхідна напруга.

Вхідний струм можна визначити із виразу

$$I_{BX} = \frac{E_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + \frac{1}{\omega C_{\Pi}} + R + R_{BX}}, \quad (8)$$

де E_{Γ} - напруга на виході ЗГ; ω – частота сигналу на виході ЗГ.

У схемі виконуються умови:

$$R_{BX} \gg \frac{1}{\omega C_p}; \quad R_{BX} \gg R_{\Gamma}. \quad (9)$$

Тому

$$I_{BX} \approx \frac{E_{\Gamma}}{R_{BX} + R}; \quad U_{BX} = \frac{E_{\Gamma} \cdot R_{BX}}{R + R_{BX}}. \quad (10)$$

Якщо $R = 0$, то $U_{BX} = E_{\Gamma}$.

Якщо $R = R_{BX}$, то $U_{BX} = 0,5E_{\Gamma}$.

Таким чином, вимірювання R_{BX} полягає у наступному:

1. Встановлюється опір $R = 0$ і вольтметром фіксується значення вхідної напруги $U_{BX} = E_{\Gamma}$.
2. Змінюється опір резистора R до значення, при якому вольтметр покаже $U_{BX} = 0,5E_{\Gamma}$.
3. Отриманий опір $R = R_{BX}$.

3 ВИМІРЮВАННЯ ВИХІДНОГО ОПОРУ ПІДСИЛЮВАЧА

Вимірювання вихідного опору підсилювача здійснюється відповідно до схеми, показаної на рисунку 8.

На схемі використані наступні позначення: C_p - роздільний конденсатор; R_H - змінний відградуваний опір навантаження; $I_{ВИХ}$ - вихідний струм; U_H - напруга на опорі навантаження; $U_{ВИХ}$ - напруга на виході підсилювача; $R_{ВИХ}$ - вихідний опір підсилювача, який необхідно визначити.

Напругу U_H можна визначити із виразу

$$U_H = I_{ВИХ} \cdot R_H = \frac{U_{ВИХ} \cdot R_H}{R_{ВИХ} + \frac{1}{\omega C_p} + R_H}. \quad (11)$$

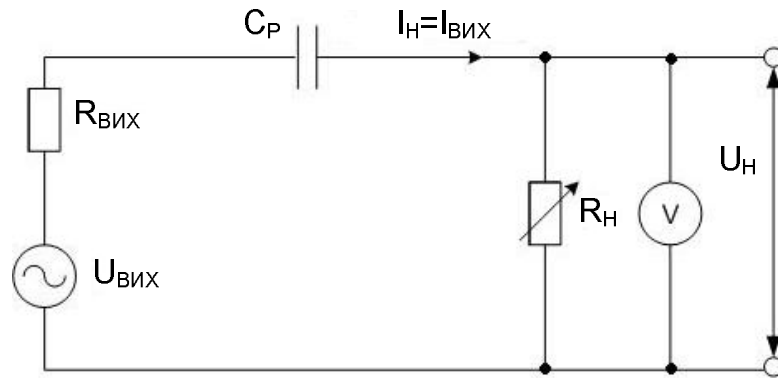


Рисунок 8 – Схема для вимірювання вихідного опору підсилювача

Якщо вважати, що $R_{\text{ВИХ}} \gg \frac{1}{\omega C_P}$, а $R_H \gg R_{\text{ВИХ}}$, то:

$$U_H = \frac{U_{\text{ВИХ}} \cdot R_H}{R_{\text{ВИХ}} + R_H}. \quad (12)$$

Якщо $R_H \rightarrow \infty$, то $U_H = U_{\text{ВИХ}}$.

Якщо $R_H = R_{\text{ВИХ}}$, то $U_H = 0.5 U_{\text{ВИХ}}$.

Таким чином, вимірювання $R_{\text{ВИХ}}$ полягає у наступному:

1. Встановлюється $R_H = \infty$ і вольтметром фіксується значення вихідної напруги $U_H = U_{\text{ВИХ}}$.
2. Змінюється опір резистора R_H до значення, при якому вольтметр покаже $U_H = 0.5 U_{\text{ВИХ}}$.
3. Отриманий опір $R_H = R_{\text{ВИХ}}$.

4 ЗВОРОТНІ ЗВ'ЯЗКИ У ПІДСИЛЮВАЧАХ

4.1 Загальні відомості

У випадках, коли параметри підсилювача: вхідний та вихідний опір, рівень лінійних та нелінійних спотворень, смуга пропускання, стабільність робочої точки не задовольняють заданим вимогам, застосовують зворотні зв'язки (33).

Зворотний зв'язок - це передача певної частини енергії вихідного сигналу на вхід підсилювача через спеціальні кола зворотного зв'язку. У якості кіл ЗЗ використовуються пасивні кола. Характеристики цих кіл (АЧХ, ФЧХ) значним чином впливають на параметри підсилювача.

Схема підсилювача із зворотним зв'язком наведена на рисунку 9.

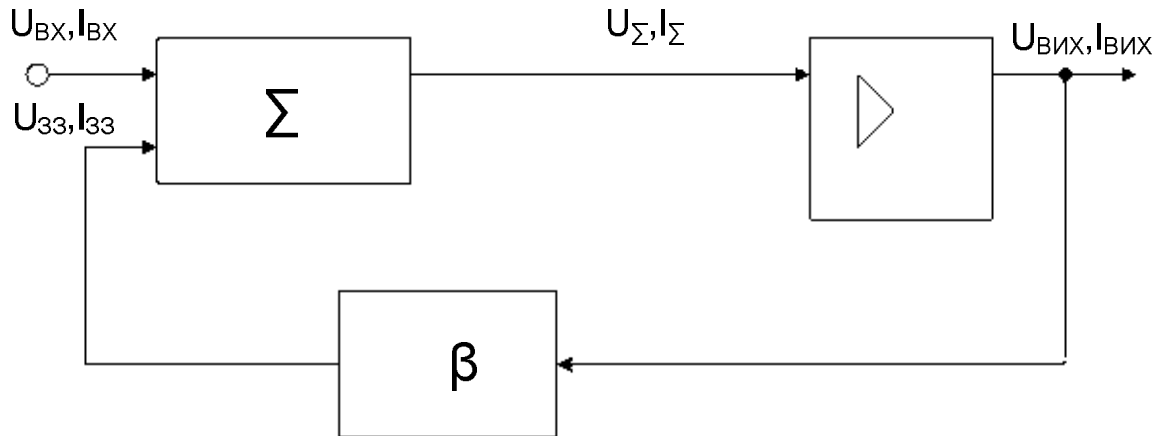


Рисунок 9 – Схема підсилювача із зворотним зв'язком

Сумарний сигнал визначається із виразів:

$$U_{\Sigma} = U_{BX} \pm U_{ЗЗ}; \quad (13)$$

$$I_{\Sigma} = I_{BX} \pm I_{ЗЗ}. \quad (14)$$

ЗЗ можуть бути за напругою чи за струмом, а також комбінованими (за напругою та струмом водночас).

ЗЗ можуть бути додатними (ДЗЗ) та від'ємними (ВЗЗ). При ДЗЗ сигнал зворотного зв'язку співпадає за фазою із вхідним сигналом. При ВЗЗ сигнал зворотного зв'язку знаходиться у протифазі до вхідного сигналу.

У підсилювачах використовують тільки ВЗЗ.

Петлею ЗЗ називається замкнений контур, що включає в себе коло ЗЗ і частину підсилювача між точками підключення ЗЗ. Розрізняють місцевий і загальний ЗЗ. Місцевий ЗЗ охоплює окремі каскади або частину підсилювача. Загальний ЗЗ охоплює весь підсилювач.

ЗЗ може бути за змінним струмом, за постійним струмом, або за змінним і постійним струмом водночас.

В залежності від способу зняття сигналу ЗЗ із виходу підсилювача розрізняють:

- ЗЗ за напругою;
- ЗЗ за струмом;
- комбінований ЗЗ.

В залежності від способу введення сигналу ЗЗ у вхідне коло розрізняють:

- послідовний ЗЗ;
- паралельний ЗЗ;
- змішаний ЗЗ.

4.2 Зворотний зв'язок за напругою

Сигнал ЗЗ $U_{ЗЗ}$ пропорційний вихідній напрузі $U_{ВІХ}$ (рисунок 10) та обчислюється із виразу

$$U_{ЗЗ} = \frac{U_{ВІХ}}{R_1 + R_2} \cdot R_2. \quad (15)$$

Зворотний зв'язок діє також за відсутності R_H (тобто при $R_H = \infty$).

4.3 Зворотний зв'язок за струмом

Сигнал ЗЗ $U_{ЗЗ}$ пропорційний вихідному струму $I_{ВІХ}$ (рисунок 11) та обчислюється із виразу:

$$U_{ЗЗ} = I_{ВІХ} \cdot R_{ЗЗ}. \quad (16)$$

За відсутності R_H зворотний зв'язок не діє.

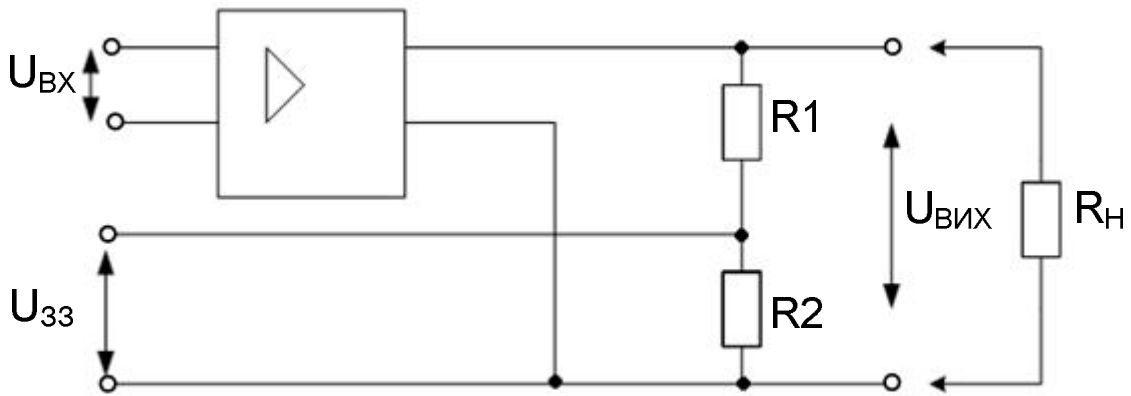


Рисунок 10 – Схема зі 33 за напругою

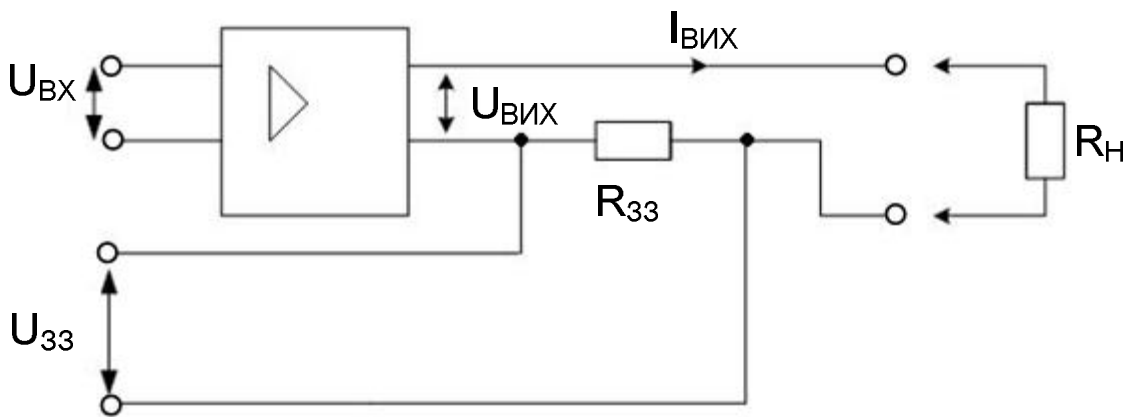


Рисунок 11 – Схема зі 33 за струмом

4.4 Комбінований зворотний зв'язок

Сигнал 33 U_{33} пропорційний вихідній напрузі $U_{ВХ}$ (рисунок 12), вихідному струму $I_{ВХ}$ та обчислюється із виразу:

$$U_{33} = \frac{U_{ВХ}}{R1+R2} \cdot R2 + I_{ВХ} \cdot R3, \quad (17)$$

де $R3 \ll R2$, $R3 \ll R1$.

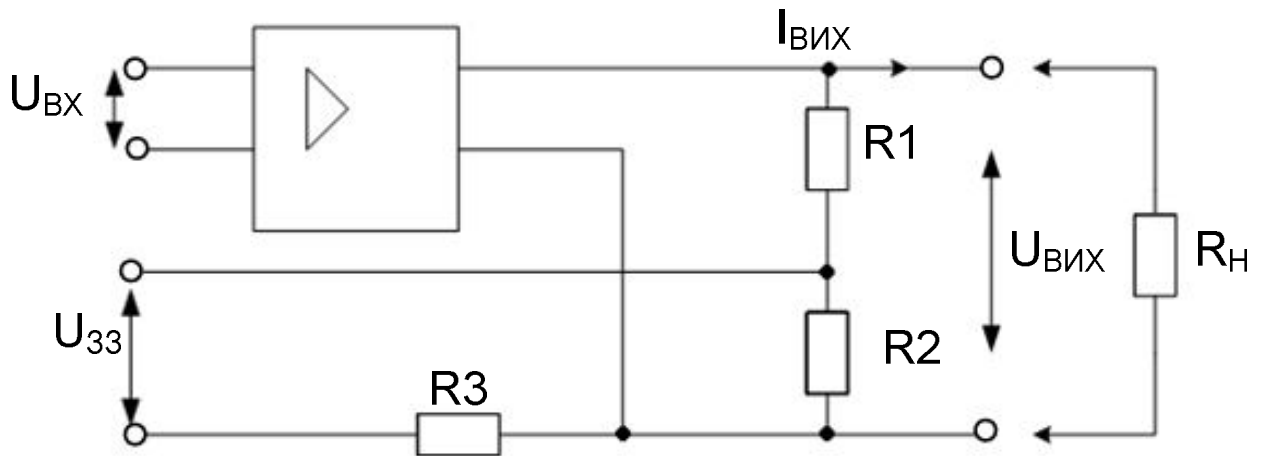


Рисунок 12 – Схема із комбінованим ЗЗ

У залежності від способу введення сигналу ЗЗ у вхідне коло розрізняють: послідовний, паралельний і змішаний ЗЗ.

4.5 Послідовний зворотний зв'язок

Сигнал ЗЗ $U_{ЗЗ}$ подається послідовно із вхідним сигналом $U_{ВХ}$ (рисунок 13).

При послідовному ВЗЗ:

$$U_{\Sigma} = U_{ВХ} - U_{ЗЗ}. \quad (18)$$

4.6 Паралельний зворотний зв'язок

Сигнал ЗЗ $U_{ЗЗ}$ подається паралельно із вхідним сигналом $U_{ВХ}$ (рисунок 14).

При паралельному ВЗЗ:

$$I_{\Sigma} = I_{ВХ} - I_{ЗЗ}. \quad (19)$$

4.7 Змішаний зворотний зв'язок

Із вхідного сигналу віднімаються як напруга $U_{ЗЗ}$ так і струм $I_{ЗЗ}$ [1,3,6,16,18].

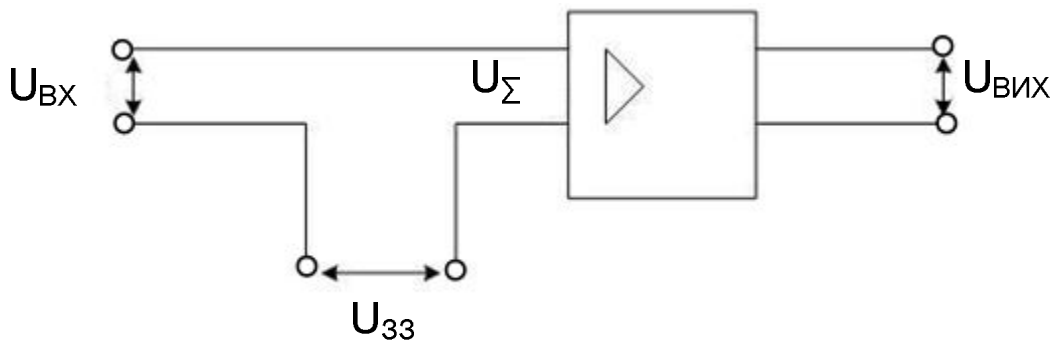


Рисунок 13 – Схема із послідовним ЗЗ

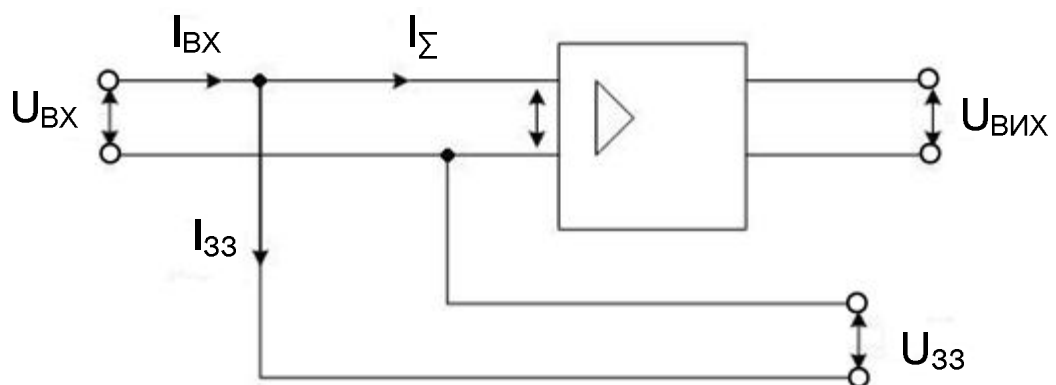


Рисунок 14 – Схема із паралельним ЗЗ

4.8 Коефіцієнт зворотного зв'язку

Для кількісної оцінки впливу ЗЗ використовують коефіцієнт ЗЗ: $\beta_{ЗЗ}$, який показує, яка частина вихідного сигналу надходить на вхід підсилювача:

$$\beta_{ЗЗ_U} = \frac{U_{ЗЗ}}{U_{ВІХ}}; \quad (20)$$

$$\beta_{ЗЗ_I} = \frac{I_{ЗЗ}}{I_{ВІХ}}. \quad (21)$$

4.9 Вплив від'ємного зворотного зв'язку на основні параметри та антилогарифмус характеристики підсилювача

У підсилювачах використовується ВЗЗ. Це підвищує стабільність основних параметрів та характеристик підсилювача.

Якщо відносна нестабільність коефіцієнта підсилення

$$\delta_K = \frac{\Delta K}{K}, \quad (22)$$

де ΔK - абсолютна нестабільність, K – коефіцієнт підсилення без ВЗЗ, то відносна нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача, який охоплений ВЗЗ,

$$\delta_{K_{33}} = \frac{\Delta K_{33}}{K_{33}} = \frac{\delta_K}{1 + K \cdot \beta_{33}}, \quad (23)$$

де ΔK_{33} – абсолютна нестабільність підсилювача із ВЗЗ; K_{33} – коефіцієнт підсилення підсилювача із ВЗЗ; β_{33} – коефіцієнт ВЗЗ [1,3,6,16,18].

Тобто нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача із ВЗЗ зменшується у $(1 + K\beta_{33})$ разів.

Коефіцієнт підсилення підсилювача із ВЗЗ:

$$\text{– із ВЗЗ:} \quad K_{ВЗЗ} = \frac{K}{1 + K \cdot \beta_{33}}; \quad (24)$$

$$\text{– із ДЗЗ:} \quad K_{ДЗЗ} = \frac{K}{1 - K \cdot \beta_{33}}, \quad (25)$$

тобто ВЗЗ зменшує $K_{підс}$, а ДЗЗ збільшує $K_{підс}$.

Якщо $K\beta_{33} \gg 1$, то коефіцієнт підсилення

$$K_{ВЗЗ} = \frac{1}{\beta_{33}}, \quad (26)$$

тобто підсилення не залежить від параметрів підсилювача, а визначається тільки параметрами кола ВЗЗ.

Послідовний ВЗЗ збільшує вхідний опір підсилювача ($Z_{ВХ}$ - вхідний опір без ВЗЗ, $K - K_{ПДС}$ без ВЗЗ):

$$Z_{ВХ.ЗЗ} = Z_{ВХ} \cdot (1 + K \cdot \beta_{ЗЗ}). \quad (27)$$

Паралельний ВЗЗ зменшує вхідний опір:

$$Z_{ВХ.ЗЗ} = \frac{Z_{ВХ}}{1 + K \cdot \beta_{ЗЗ}}. \quad (28)$$

ВЗЗ за напругою зменшує вихідний опір підсилювача:

$$Z_{ВІХ.ЗЗ_U} = \frac{Z_{ВІХ}}{1 + K \cdot \beta_{ЗЗ}}. \quad (29)$$

ВЗЗ за струмом збільшує вихідний опір:

$$Z_{ВІХ.ЗЗ_I} = Z_{ВІХ} (1 + K \cdot \beta_{ЗЗ}). \quad (30)$$

Зворотний зв'язок впливає також на смугу пропускання Δf підсилювача (рисунок 15).

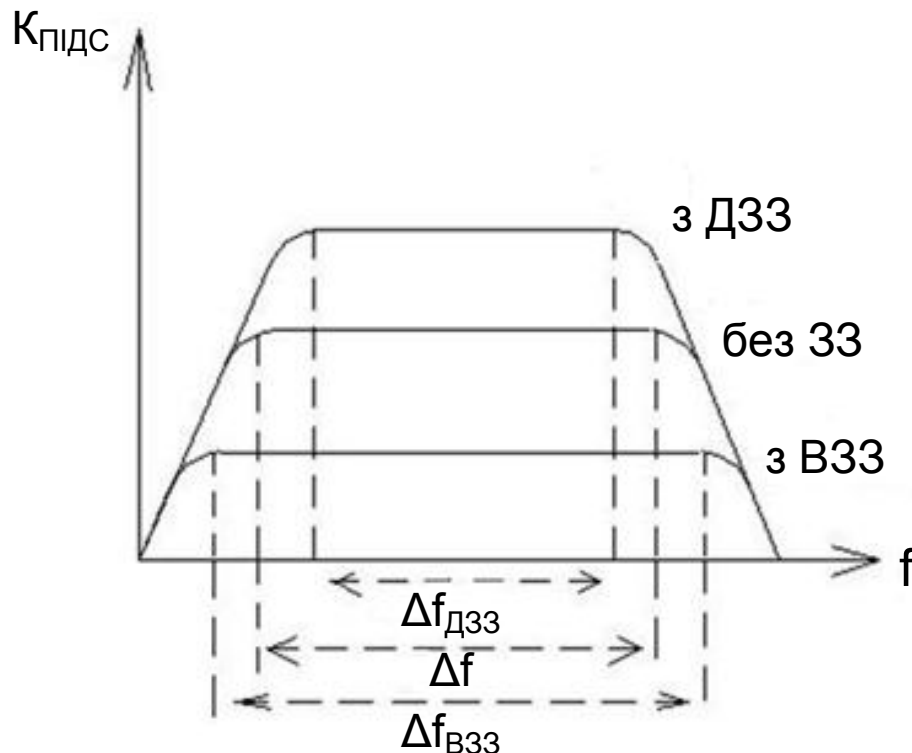


Рисунок 15 – Вплив ЗЗ на смугу пропускання

Смуга пропускання при ВЗЗ - розширюється, при ДЗЗ - звужується.

Деяке зменшення коефіцієнта підсилення при введенні ВЗЗ може бути скомпенсоване введенням додаткового каскаду, що підсилює.

Введення ВЗЗ дозволяє покращити стабільність, збільшити вхідний і зменшити вихідний опір підсилювача (послідовний ВЗЗ за напругою U); зменшити вхідний і збільшити вихідний опір підсилювача (паралельний ВЗЗ за струмом I); розширити смугу пропускання підсилювача.

У підсилювачах можуть виникати паразитні ДЗЗ, що погіршують характеристики підсилювачів, а у деяких випадках можуть привести до самозбудження підсилювача (автогенерації).

5 ПІДСИЛЮВАЧІ ЗМІННОГО СТРУМУ

5.1 Однокаскадний підсилювач на біполярному транзисторі із спільним емітером

5.1.1 Загальні положення

Розглянемо однокаскадні підсилювачі змінного струму на біполярному транзисторі (БТ). В залежності від схеми включення БТ підсилювачі поділяються на схеми: із спільним емітером (СЕ), спільною базою (СБ) і спільним колектором (СК). Електричні принципові схеми цих підсилювачів і вирази для визначення їх основних параметрів наведені у [1,3,6,16,18].

Розглянемо схему підсилювального каскаду на БТ із СЕ, наведену на рисунку 16.

Вхідна змінна напруга $U_{вх}$, що підсилюється, визначається джерелом вхідного сигналу $E_{дж}$ і внутрішнім опором $R_{дж}$, підводиться до входу підсилювача через роздільний конденсатор $C1$. Конденсатор $C1$

перешкоджає передачі постійної складової напруги вхідного сигналу на вхід підсилювача, яка може викликати порушення режиму роботи за постійним струмом транзистора VT1. Підсилена змінна напруга, що виділяється на колекторі транзистора VT1, підводиться до зовнішнього навантаження із опором R_H через роздільний конденсатор C2. Цей конденсатор служить для розділення вихідного колекторного ланцюга від зовнішнього навантаження за постійною складовою колекторного струму I_{KP} . Значення I_{KP} і інших постійних складових струмів і напруг у ланцюгах транзистора залежать від режиму його роботи (початкового положення робочої точки).

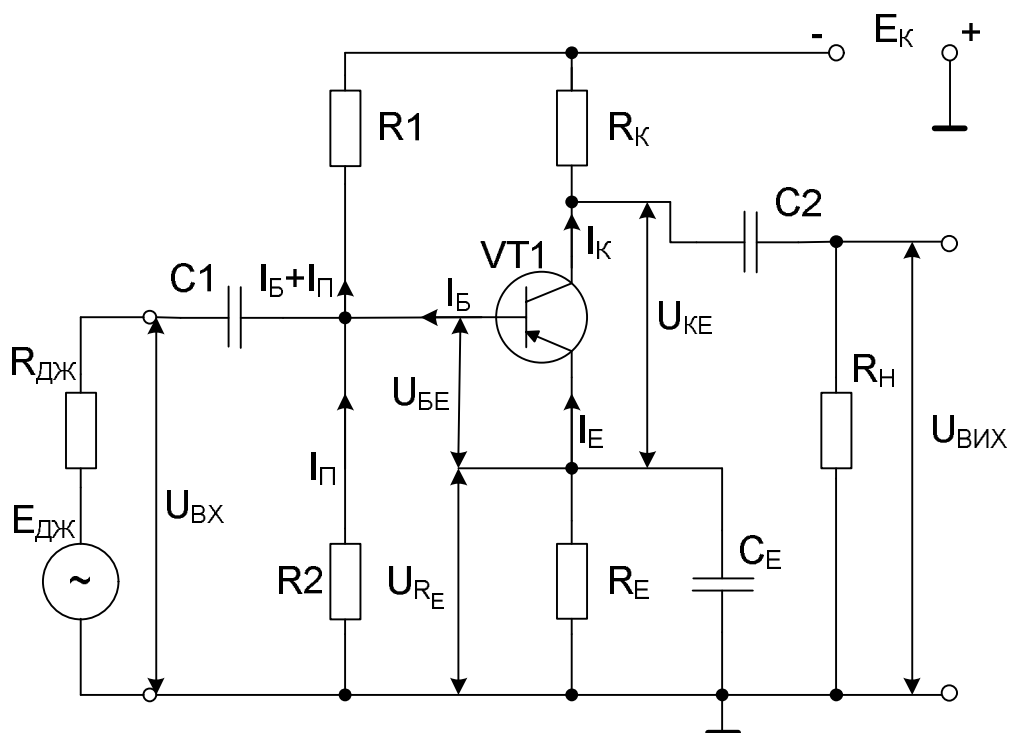


Рисунок 16 – Електрична принципова схема підсилювального каскаду на транзисторі із СЕ

5.1.2 Забезпечення режиму роботи транзистора у каскаді підсилювача (вибір початкового положення робочої точки)

5.1.2.1 Режими (класи) роботи підсилювачів

Робочою точкою транзистора називають точку перетину динамічної характеристики (прямої навантаження) із однією із статичних вольт-амперних характеристик (ВАХ) (рисунок 17).

У залежності від початкового положення робочої точки і амплітуди вхідного сигналу розрізняють наступні режими (класи) роботи підсилювачів: А, В, С, АВ [1,3,6,16,18].

Приналежність підсилювача до конкретного класу залежить від значення кута відсічки струму (кута відсічки) θ .

Під кутом відсічки розуміють половину часу, на протязі якого через транзистор протікає струм.

Для класу А початкове положення робочої точки обирають таким чином, що транзистор проводить струм протягом всього періоду зміни вхідного сигналу ($t=2\pi$), тобто кут відсічки $\theta=2\pi/2=\pi$.

У класі В початкове положення робочої точки обирають на границі області відсічки і транзистор відкритий лише половину періоду вхідного сигналу, тобто працює із відсічкою струму. При цьому кут відсічки $\theta=\pi/2=90^0$.

У класі С початкове положення робочої точки відповідає області відсічки і транзистор відкритий меншого періоду часу, ніж половина періоду вхідного сигналу. При цьому кут відсічки $\theta<90^0$.

У класі АВ робоча точка займає проміжне положення між класами А і В. При цьому кут відсічки складає $120^0\dots130^0$ [1,3,6,16,18].

5.1.2.2 Вибір режиму роботи

Режим роботи транзистора (А, В, С, АВ) визначається початковим положенням робочої точки (за відсутності вхідного змінного сигналу). Це положення визначається на ВАХ транзистора сукупністю постійних складових струмів і напруг у вихідному ($I_{КР}$, $U_{КЕР}$) і вхідному ($I_{БР}$, $U_{БЕР}$) ланцюгах (рисунок 17).

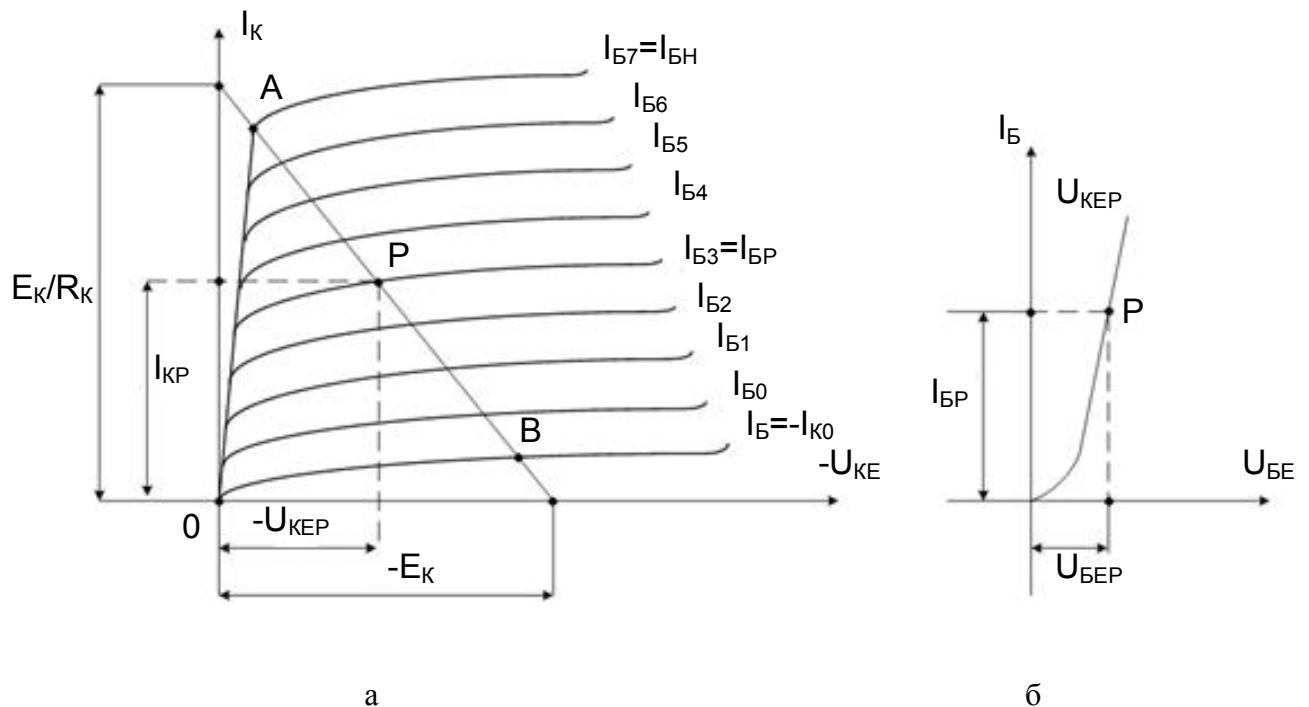


Рисунок 17 – Визначення параметрів початкового положення робочої точки транзистора за характеристиками: а – вихідними; б – вхідній

При роботі транзистора у активному (підсилювальному) режимі (клас А) робоча точка повинна знаходитися приблизно посередині відрізка АВ прямої навантаження (рисунок 17, а). Граничні зміни вхідного струму бази повинні бути такими, щоб робоча точка не виходила за межі відрізка АВ. Початкове положення робочої точки забезпечується подільником напруги, що складається із резисторів $R1$ і $R2$ (рисунок 16), значення яких визначають із співвідношень:

$$R1 = \frac{|E_K| - |U_{БЕР}| - |U_{R_E}|}{I_{\Pi} + I_{БР}}, \quad (31)$$

$$R2 = \frac{|U_{БЕР}| + |U_{R_E}|}{I_{\Pi}}, \quad (32)$$

де – $I_{\Pi} = (2 \dots 5) I_{БР}$ – струм у ланцюзі подільника.

При забезпеченні режиму роботи транзистора необхідно здійснити температурну стабілізацію положення робочої точки (зменшити вплив температури на початкове положення робочої точки). Із цією метою у емітерний ланцюг введений резистор R_E , на якому створюється напруга від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) за постійним струмом U_{R_E} (рисунок 16). Для усунення ВЗЗ за змінним струмом (за наявності вхідного змінного сигналу) резистор R_E шунтують конденсатором C_E , опір якого на частоті сигналу, що підсилюється, має бути незначним.

У розділі СРС до даної лекції розглянута робота підсилювача у області середніх частот і наведені розрахункові співвідношення для визначення основних параметрів підсилювача: вхідного і вихідного опорів, коефіцієнтів підсилення струму і напруги.

5.2 Однокаскадний підсилювач на біполярному транзисторі із спільним колектором (емітерний повторювач)

Емітерний повторювач (ЕП) представляє собою підсилювач струму і потужності, виконаний на транзисторі за схемою із спільним колектором (рисунок 18).

Опір навантаження включається у емітерний ланцюг транзистора. ЕП має високий вхідний і малий вихідний опори.

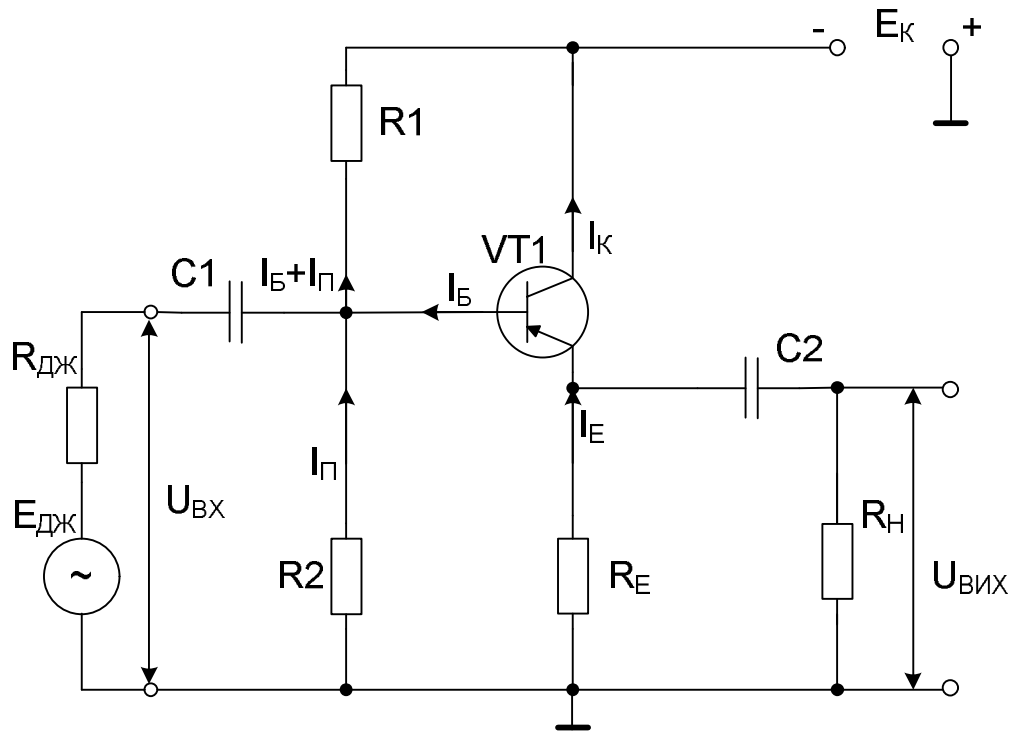


Рисунок 18 – Електрична принципова схема ЕП

Його вхідна і вихідна напруга співпадають за фазою і трохи відрізняються за значеннями (вихідна напруга трохи менше вхідної). Відмічені властивості ЕП дозволяють використовувати його для узгодження (розділення) високоомного джерела напруги і низькоомного навантаження.

У розділі СРС до даної лекції розглянута робота емітерного повторювача в області середніх частот і приведені розрахункові співвідношення для визначення основних параметрів ЕП: вхідного і вихідного опору, коефіцієнтів підсилення струму і напруги.

5.3 Термостабілізація робочої точки

При розрахунку підсилювача необхідно вибрати робочу точку на навантажувальній прямій у відповідності із заданим режимом роботи: А, АВ, В, С. Для цього необхідно подати напругу зсуву на базу (затвор) транзистора (див. 5.1.2).

У загальному випадку можна використовувати окреме джерело зсуву. На практиці окреме джерело зсуву використовувати незручно, тому що потрібно мати додаткове джерело живлення. Тому застосовують додаткові елементи, які забезпечують подачу напруги зсуву на базу ($U_{БЕР}$) і струму зсуву на базу ($I_{БР}$) від джерела E_K .

При цьому використовуються схеми, які задають або фіксований струм бази ($I_{БР}$) або фіксовану напругу база - емітер ($U_{БЕР}$) (див. розділ «Самостійна робота студентів»).

Різні схеми зсуву забезпечують різний ступінь температурної стабільності положення робочої точки, який визначається коефіцієнтом температурної нестабільності

$$S = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{K0}}, \quad (33)$$

де ΔI_K - приріст колекторного струму при зміні температури; ΔI_{K0} - приріст зворотного струму насичення переходу колектор-база при зміні температури (не плутати $I_{0K}(I_{KP})$ - струм у робочій точці із I_{K0} - зворотний струм насичення колекторного переходу).

Для зменшення S застосовують схеми із температурною стабілізацією. Розглянемо одну із цих схем – схему із емітерною стабілізацією (із від'ємним зворотним зв'язком за постійним струмом), яка наведена на рисунку 19.

Призначення елементів схеми:

- $C1, C2$ – роздільні конденсатори, які відділяють схему від джерела вхідної напруги $E_{ДЖ}$ та навантаження R_H за постійним струмом;
- $R1, R2$ – подільник напруги E_K , який забезпечує (фіксує) початкове положення робочої точки за постійним струмом (фіксує напругу $U_{БЕР}$);

- R_K – навантажувальний резистор транзистора VT1;
- VT1 – біполярний транзистор типу n-p-n, який включений за схемою із спільним емітером (СЕ);

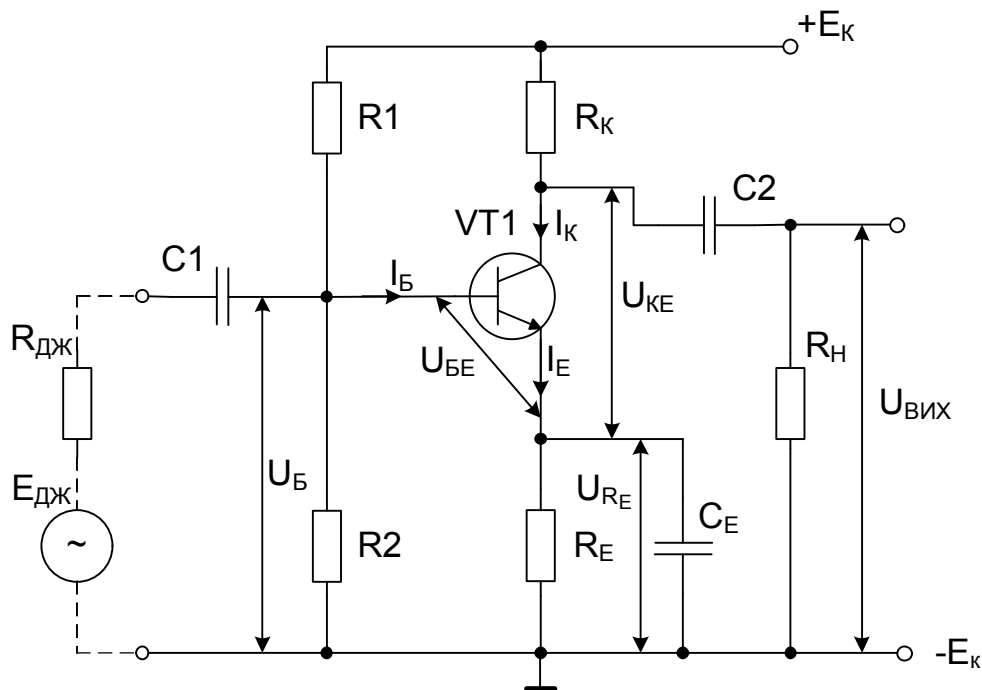


Рисунок 19 – Схема підсилювача із емітерною стабілізацією положення робочої точки

- R_E – емітерний резистор, який виконує функцію від’ємного зворотного зв’язку (ВЗЗ) за постійним струмом, тому що змінну складову вихідного струму шунтує конденсатор C_E ;
- C_E – конденсатор, який шунтує резистор R_E за змінним струмом;
- R_H – навантажувальний резистор;
- $E_{дж}$ – джерело вхідної напруги;
- $R_{дж}$ – власний опір джерела вхідної напруги;
- E_K – джерело живлення підсилювача.

У схемі діє послідовний ($U_{BE} = U_B - U_{R_E}$) від’ємний зворотний зв’язок за постійним струмом ($U_{R_E} = I_E R_E = I_K R_E$, оскільки $I_K \approx I_E$, $I_B \approx 0$),

що забезпечує температурну стабілізацію положення робочої точки за постійним струмом.

Часто використовуються схеми, в яких відсутній конденсатор C_E . У цьому випадку в схемі діє ВЗЗ також за змінним струмом [1,3,6,16,18]. При цьому, як було показано вище, коефіцієнт підсилення із зворотним зв'язком $K_{33} = \frac{1}{\beta_{33}}$. Оскільки $I_K \approx I_E$, то $\beta_{33} = \frac{R_E}{R_K}$, тоді $K_{33} = \frac{R_K}{R_E}$. Вплив ВЗЗ

на параметри підсилювача описаний вище.

При виборі конденсаторів C_1 , C_2 та C_E враховують те, що для того, щоб ємності не впливали у смузі робочих частот на роботу підсилювача необхідно, щоб їх реактивний опір $X_C = 1/2\pi f_C$ був малим.

Ця універсальна схема може бути використана без зміни елементів в схемі підсилювача із СК. У цьому випадку R_K закорочується, а сигнал знімається через C_E . Також ця схема досить легко може бути перетворена у схему із СБ. У цьому випадку C_1 заземлюється, сигнал подається через C_E і знімається через C_2 . Стабілізація режиму роботи забезпечується за допомогою R_E .

Приклади деяких підсилювачів будуть додатково розглянуті в розділі СРС.

5.4 Підсилювач на польовому транзисторі

Польовий транзистор можна включати в підсилювальну схему трьома різними способами: із спільним витоком (СВ), спільним стоком (СС) і спільним затвором (СЗ). На практиці частіше застосовується схема із СВ (рисунок 20), аналогічна до схеми на напівпровідниковому транзисторі із СЕ.

Початковий режим роботи польового транзистора (рисунок 21) забезпечується постійним струмом I_{CP} і відповідною йому постійною

напругою на стоці U_{CBP} (для біполярного транзистора I_{KP} і U_{KEP}).

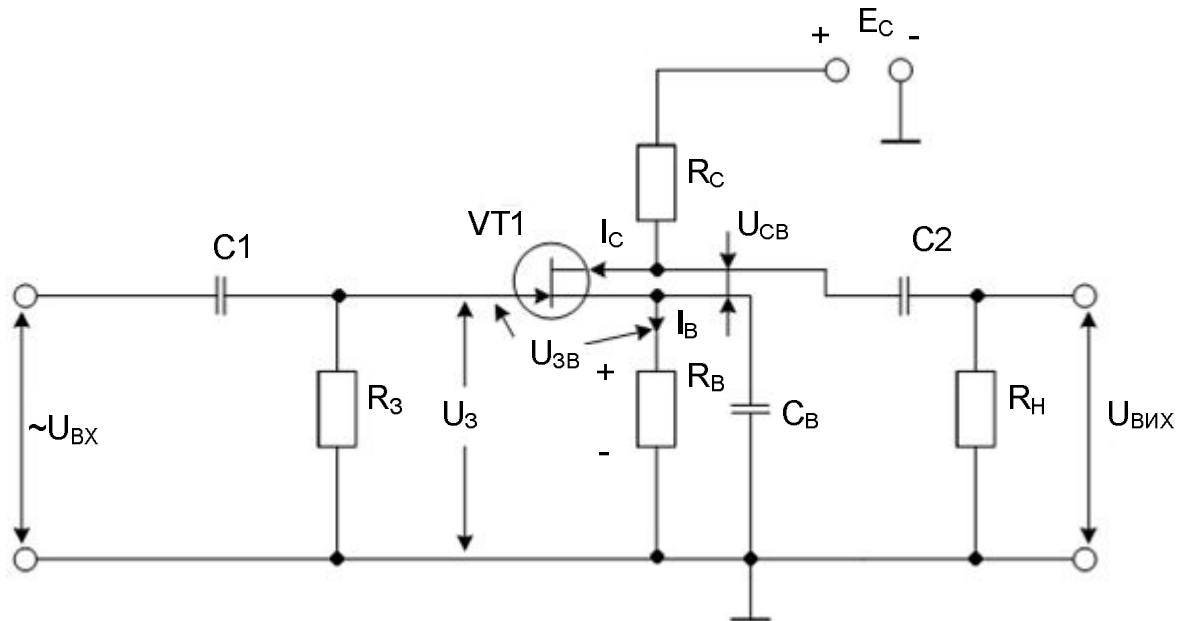


Рисунок 20 – Схема підсилювача на польовому транзисторі із спільним витоком

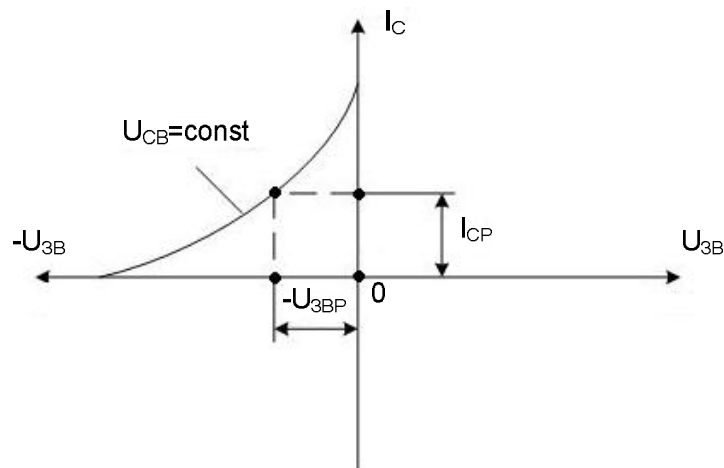


Рисунок 21 – Стоко-затворна ВАХ ПТ із р-п переходами і каналом n-типу

Струм I_{CP} у вихідному (стічному) ланцюзі встановлюється за допомогою джерела живлення E_C і початкової напруги зсуву на затворі U_{3BP} від'ємної полярності (для польового транзистора із р-каналом – додатної полярності). Оскільки струм затвора польового транзистора дуже малий (вхідний опір ПТ дуже високий), напруга U_{3BP} забезпечується за

рахунок того ж самого струму I_{CP} , що протікає через резистор у ланцюзі витоку R_B , тобто $U_{ЗВР} = I_{CP} R_B$.

Ця напруга через резистор R_3 прикладається до затвора із від'ємною полярністю. Змінюючи R_B , можна змінювати напругу $U_{ЗВР}$, і як це видно із стоко - затворної характеристики (рисунок 21), змінювати струм стоку I_{CP} , встановлюючи необхідне його значення.

Резистор R_B , окрім функції автоматичного зсуву на затвор, виконує функцію термостабілізації режиму роботи підсилювача за постійним струмом, стабілізуючи I_{CP} .

На резисторі R_B виробляється сигнал ВЗЗ за постійним струмом

$$U_{R_B} = I_C \cdot R_B. \quad (34)$$

ВЗЗ являється послідовним, тому що сигнал ВЗЗ віднімається від вхідного сигналу

$$U_{ЗВ} = U_3 - U_{R_B}.$$

Щоб на опорі R_B не виділялася напруга за рахунок змінної складової струму стоку $I_{C\sim}$ (це привело б до від'ємного зворотного зв'язку за змінним струмом), його шунтують конденсатором C_B , ємність якого визначається із умови $C_B \gg 1/\omega R_B$, де ω – частота сигналу, що підсилюється.

Резистор R_3 , що включений паралельно вхідному опору підсилювача, який дуже великий, повинен мати сумісний із ним опір.

Динамічний режим роботи польового транзистора забезпечується резистором в ланцюзі стоку R_C , з якого знімається змінний вихідний сигнал за наявності вхідного сигналу, що підсилюється. Зазвичай

$R_C \ll R_3$; $R_3 \approx R_{ВХ}$. Коефіцієнт підсилення підсилювального каскаду на польовому транзисторі в області середніх частот визначається рівністю [1,3,6,16,18]:

$$K_U = -SR_{C\sim}, \quad (35)$$

де S - статична крутизна характеристики польового транзистора, а

$$R_{C\sim} = \frac{R_C \cdot R_H}{R_C + R_H}. \quad (36)$$

Знак "-" у виразі (35) вказує на те, що підсилювальний каскад із СВ змінює фазу сигналу, що підсилюється на 180° (як у підсилювальному каскаді за схемою із СЕ).

Підсилювачі на польових транзисторах завдяки їх великому вхідному опору (декілька МОм) широко застосовуються як вхідні каскади різних електронних пристроїв, джерело вхідного сигналу яких має великий внутрішній опір.

6 ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

6.1 Загальні відомості

Основна відмінність підсилювачів постійного струму (ППС) від підсилювачів змінного струму полягає в тому, що нижня межа їх смуги пропускання $f_{н.гр}$ дорівнює нулю (рисунок 22).

Тому ППС використовуються для підсилення електричних сигналів постійних за рівнем, або таких, що поволі змінюються, наприклад в інтегральних операційних підсилювачах.

При побудові багатокаскадних ППС ємнісний або трансформаторний зв'язок використовувати не можна. Для з'єднання окремих каскадів підсилення застосовується тільки гальванічний зв'язок, тому ППС ще називають підсилювачами із безпосереднім зв'язком. При цьому вихід попереднього каскаду омічно пов'язаний із входом наступного. Оскільки в ланцюгах зв'язку ППС відсутні реактивні елементи (наприклад, роздільні конденсатори у підсилювачах із реостатно-ємнісним

зв'язком), то через підсилювач одночасно можуть проходити корисний сигнал, що підсилюється, і сигнал завади. Цей сигнал може з'явитися на вході під впливом різних дестабілізуючих чинників, наприклад, зміни напруги джерела живлення, температури, тощо. Корисний сигнал і сигнал завади можуть мати однаковий або близький характер зміни у часі.

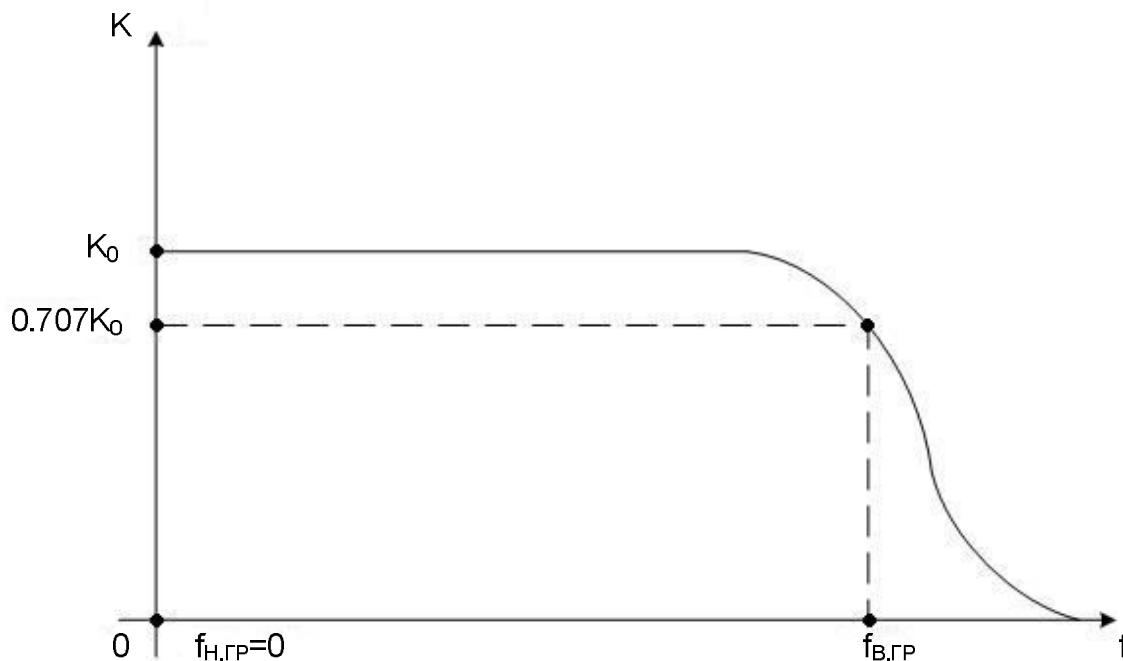


Рисунок 22 – АЧХ ППС

На виході підсилювача такі сигнали підсумовуються і розрізнити їх неможливо, що створює помилкове уявлення про дійсний підсилений корисний сигнал.

Довільні зміни сигналу, що підсилюється, не пов'язані зі змінами вхідного корисного сигналу, а обумовлені внутрішніми процесами, називаються дрейфом нуля ППС. Значення дрейфу оцінюють за зміною рівня вихідної напруги дрейфу від мінімальної до максимальної

$$U_{\text{др}} = U_{\text{др max}} - U_{\text{др min}} \quad (37)$$

при незмінному корисному вхідному сигналі ($U_{\text{вх}} = \text{const}$).

Для якісної оцінки різних ППС за значенням дрейфу користуються поняттям дрейфу нуля, приведенного до входу підсилювача,

$$d = \frac{U_{\text{ДР max}} - U_{\text{ДР min}}}{K_U}, \quad (38)$$

де K_U - коефіцієнт підсилення ППС за напругою.

Основними заходами для зниження дрейфу нуля є: жорстка стабілізація джерел живлення підсилювачів; використання ВЗЗ; застосування балансних компенсаційних схем ППС; використання елементів із нелінійною залежністю параметрів від температури для компенсації температурного дрейфу; застосування ППС із перетворенням постійного струму у змінний, тощо.

Найважливіші параметри ППС: коефіцієнт підсилення, вхідний і вихідний опори, дрейф нульового (початкового) рівня вихідної напруги, динамічний діапазон, тощо. Верхня робоча частота ППС визначається їх призначенням і зазвичай забезпечується без вживання спеціальних заходів.

ППС будують за двома принципами:

- ППС із безпосередніми зв'язками (прямого підсилення);
- ППС із перетворенням постійного струму у змінний (ППС на несучій частоті).

ППС, який побудований за другим принципом, розглядається у розділі СРС.

Нижче розглянемо ППС із безпосередніми зв'язками, які можуть бути одно- або двотактними. Останні зветься паралельно-балансними (мостовими) ППС.

6.2 Підсилювачі постійного струму із безпосередніми зв'язками

При проектуванні підсилювачів постійного струму із безпосередніми зв'язками потрібно вирішувати три питання, беручи за основу побудови ППС каскади відомих РС – підсилювачів:

- як погодити джерело струму вхідного сигналу із входом підсилювача, щоб не змінити його режим за постійним струмом;
- як узгодити навантаження із виходом підсилювача;
- як безпосередньо зв'язати каскади один із одним.

Ці проблеми вирішують шляхом використання двох симетричних джерел напруги: додатного та від'ємного (у цьому випадку кажуть, що схема працює із роздільними джерелами живлення).

На рисунку 23 наведена принципова схема подібного однокаскадного ППС [21].

За рахунок двох джерел живлення схему можна налаштувати таким чином, щоб при відсутності вхідного сигналу потенціал, як на вході, так і на виході дорівнював потенціалу землі (0В). Навантаження при цьому підключено до спільної шини.

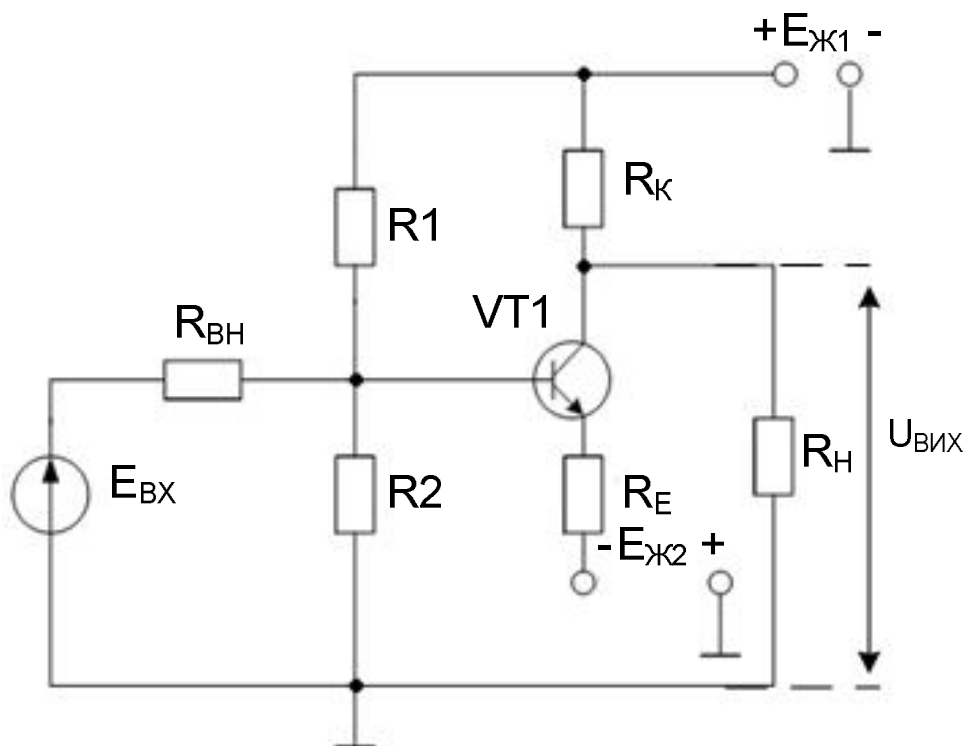


Рисунок 23 – Схема однокаскадного ППС

6.3 Диференціальний ППС

Диференціальні каскади відносять до балансних (мостових) схем ППС, які розглянуті у розділі Самостійна робота студентів. Ці схеми використовують для зниження дрейфу нуля, що викликається зміною напруги живлення і температури навколишнього середовища. Диференціальні каскади (рисунок 24) мають два входи і два виходи, що дозволяє проектувати підсилювачі, що інвертують або не інвертують [1-3, 6,17,18,21,25].

Диференціальний ППС (ДППС) представляє собою балансний ППС із джерелом стабільного струму у ланцюгу емітера (I_E), величина якого визначається додатковим джерелом живлення ($-E_E$) і резистором в емітерному ланцюзі R_E .

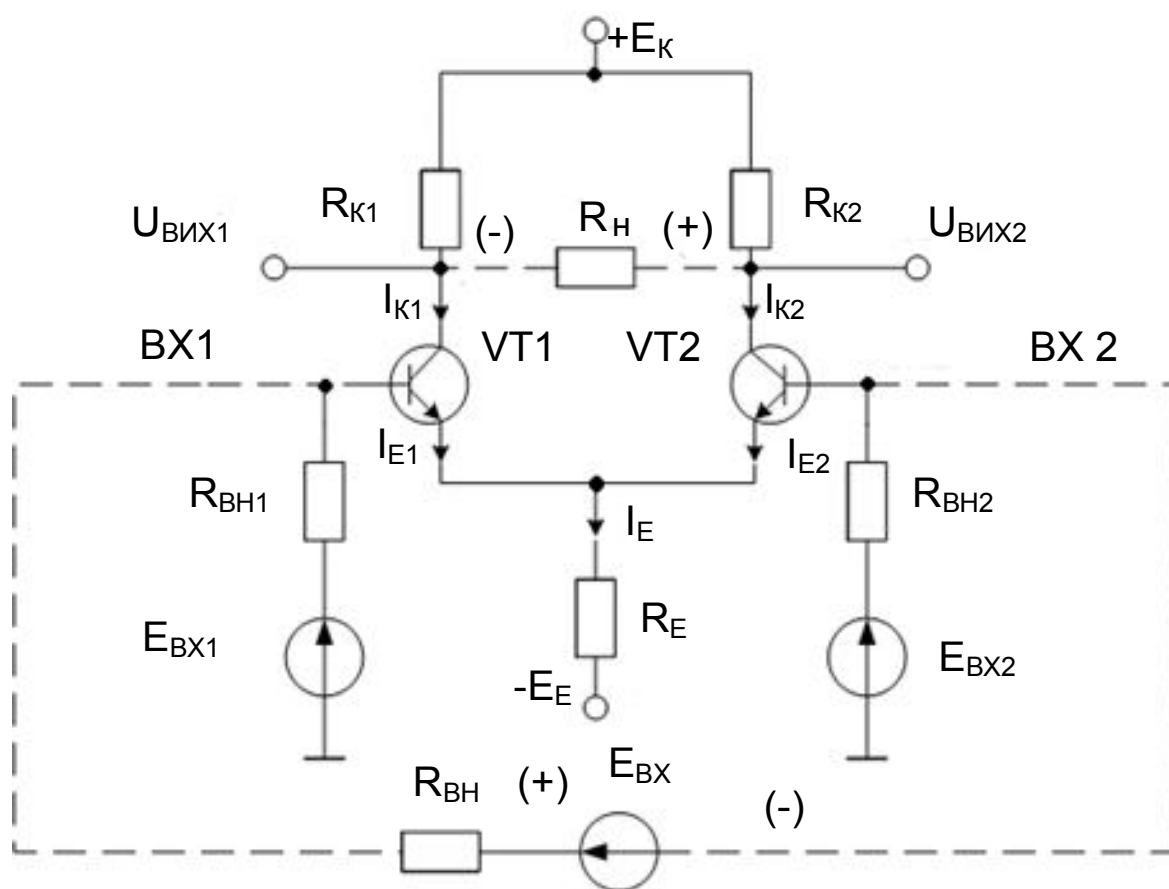


Рисунок 24 – Схема диференціального ППС

В окремому випадку, напруга вхідного сигналу може бути подана лише на один вхід ($E_{BX1} = 0$ або $E_{BX2} = 0$). Напруга вихідного сигналу знімається або між колекторами транзисторів (симетричний вихід), або із колектора одного із транзисторів відносно спільного дроту (несиметричний вихід).

Опір R_E повинен бути відносно великим і повинен перевищувати вихідний опір підсилювача.

Важливою особливістю ДППС являється здатність високого підсилення різницевого вхідного сигналу $E_{BX1} - E_{BX2}$ (коли вхідні сигнали протифазні (різнополярні) або мають різні рівні (значення)). При цьому підсилювач значно послаблює однаковий (синфазний) вхідний сигнал, яким часто являються різноманітні завади.

При симетричних плечах схеми (транзистори ідентичні, $R_{K1} = R_{K2} = R_K$) і відсутності вхідних сигналів $E_{BX1} = E_{BX2} = 0$ ДППС збалансований і напруга між колекторами (на виході) дорівнює нулю.

При цьому в режимі спокою напруга емітерів у стані спокою $U_{EC1} = U_{EC2} = (-E_E + (I_{EC1} + I_{EC2}) R_E) < 0$; $I_{EC1} = I_{EC2}$; $I_{KC1} = I_{KC2}$; $U_{KC1} = U_{KC2}$; $U_{ВИХ} = U_{KC2} - U_{KC1} = 0$.

Якщо, наприклад, росте температура, то I_{EC1} , I_{EC2} ростуть, напруга U_{EC1} , U_{EC2} стають менш від'ємними (більш додатними), транзистори VT1, VT2 закриваються, струми I_{K1} , I_{K2} зменшуються. Струм емітера $I_{EC} = (I_{EC1} + I_{EC2})$ залишається постійним (R_E – велике). Будь-які симетричні зміни у схемі зводять дрейф нуля до нуля. У порівнянні із звичайним ППС дрейф нуля знижується на декілька порядків, що дозволяє підсилювати менші рівні вхідних корисних сигналів.

Оскільки струм I_{EC} розділяється між плечами ДППС навпіл, то потенціали колекторів обох транзисторів однакові і рівні (рисунок 25)

$$U_{KC} = U_{ВХ1} = U_{ВХ2} = \frac{E_K - (I_{EC} \cdot R_K)}{2}. \quad (39)$$

Якщо у момент часу t_1 на вхід транзистора VT1 поступив додатний сигнал $E_{ВХ1} > 0$ при $E_{ВХ2} = 0$, то на виході лівого плеча підсилювача, що представляє собою підсилювальний каскад на БТ типу n-p-n за схемою із СЕ, з'явиться приріст підсиленого вихідного сигналу $U_{ВХ1}$ протилежної полярності: $-\Delta U_{ВХ1}$ (інвертований сигнал, як у схемі із СЕ).

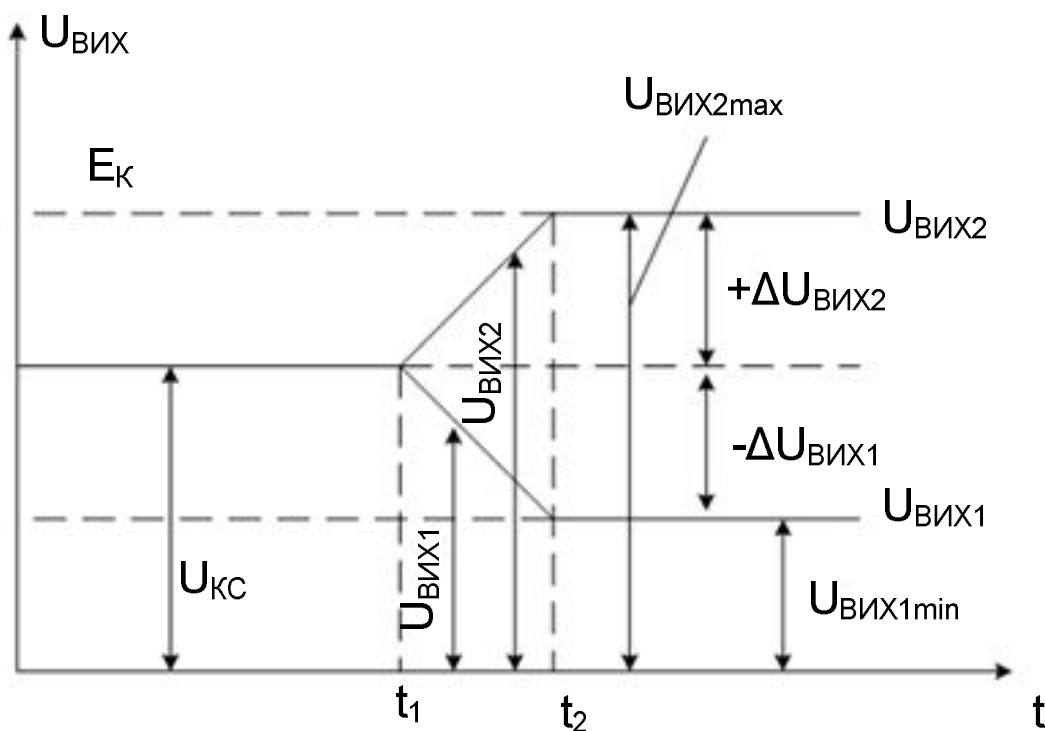


Рисунок 25 – Часова діаграма роботи диференціального ППС

Одночасно на емітерному резисторі R_E з'являється додатний приріст ΔU_{RE} , рівний за величиною приросту вхідного сигналу $E_{ВХ1}$. Цей приріст поступає на емітер транзистора VT2, пригортає його, і визиває появу на колекторі VT2 приріст підсиленого вихідного сигналу додатної полярності ($+\Delta U_{ВХ2}$). Зміна $U_{ВХ2}$ синфазна зі зміною вхідного сигналу $E_{ВХ1}$. При цьому приріст $U_{ВХ2}$ приблизно дорівнює приросту $U_{ВХ1}$.

При збільшенні E_{BX1} струм I_{K1} збільшується, $U_{K1} = U_{BHX1}$ зменшується і, навпаки, струм I_{K2} зменшується, а напруга $U_{K2} = U_{BHX2}$ збільшується (ділянка $t_1 \dots t_2$ на рисунку 25). У момент t_2 струм транзистора VT1 досягає максимально можливого значення $I_{E_{max}}$, яке визначається джерелом E_E і опором R_E (має велике значення), а струм транзистора VT2=0. При цьому напруга $U_{BHX2} = U_{BHX2_{max}} = E_K$, напруга $U_{BHX1} = U_{BHX1_{min}} = E_K - I_{E_{max}} R_K$, а різниця вихідних сигналів $U_{BHX2} - U_{BHX1} = I_{E_{max}} R_K$.

Описаний процес відбувається і при подачі напруги на обидва входи, але при цьому між входами повинні прикладатися різнополярні сигнали (або сигнали різних значень). При цьому схему можна побудувати таким чином, що вихідний сигнал буде зніматися, наприклад, із виходу транзистора VT2, а на входи будуть подаватися різнополярні (різнорівневі) вхідні сигнали. Тоді вихідна напруга буде пропорційна різниці вхідних напруг, тому такий підсилювальний каскад називають диференціальним [3, 6,17,18,21,25].

При цьому, якщо U_{BHX2} більш додатна, ніж U_{BHX1} , то вихідний сигнал від'ємний, а якщо U_{BHX2} більш від'ємна, ніж U_{BHX1} , то вихідний сигнал додатний. Тому при знятті U_{BHX} із VT2 вхід U_{BHX2} називається інвертуючим, а вхід U_{BHX1} – неінвертуючим.

При надходженні на обидва входи синфазного сигналу (наприклад, завади) у випадку ідеального джерела струму E_E ($R_E \rightarrow \infty$) сигнал на виході відсутній. Оскільки у реальному підсилювачі резистор має кінцеве значення опору (хоча і велике), то при дії на входах синфазного сигналу на виході підсилювача з'явиться невелика напруга розбалансу $\Delta E_{CФ}$, яка підсумовується із корисним сигналом, спотворюючи останній. Тому ДППС тим якісніший, чим менший різницевий вхідний сигнал він може розрізняти на фоні достатньо великого синфазного сигналу, який визивається впливом дестабілізуючих факторів.

У сучасних ДППС у якості джерела стабільного струму I_E можна використовувати транзистор, який включений за схемою із СЕ (рисунок 26).

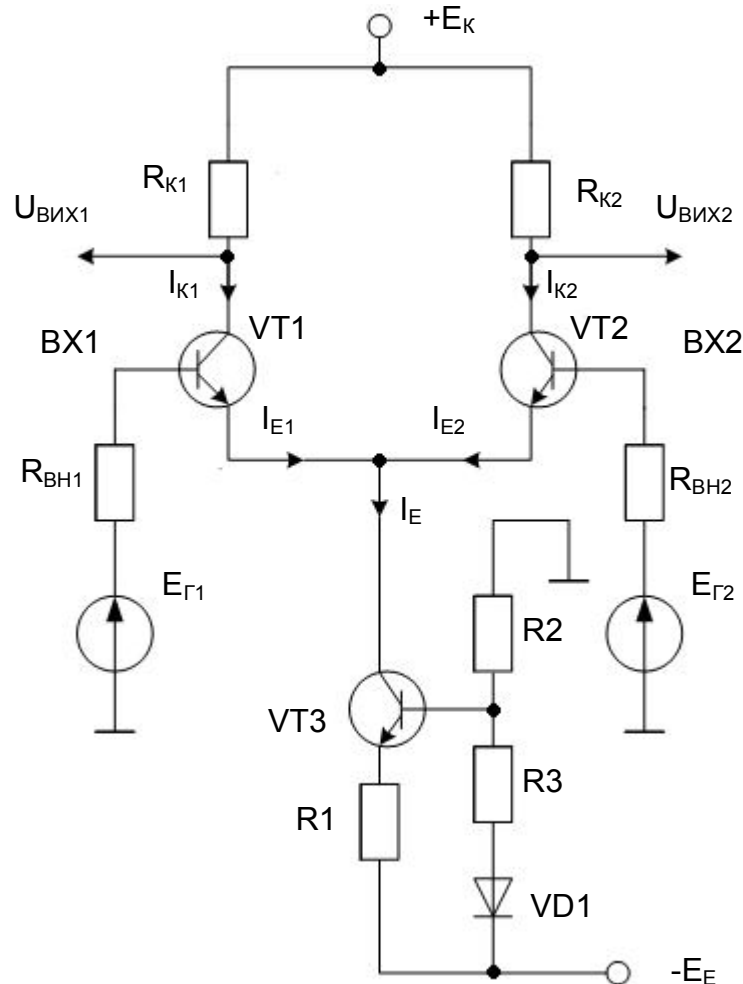


Рисунок 26 – Схема диференціального ППС із БТ, у якості джерела постійного струму

Транзистор, включений за схемою із СЕ являється хорошим генератором струму, оскільки типове значення його вихідного опору складає сотні кілоом [3, 6,17,18,21,25].

Подільник напруги, що складається із резисторів R_2 , R_3 і діода VD_1 , задає потенціал бази транзистора VT_3 , який на 1В вище потенціалу лінії від'ємного живлення ($-E_E$).

Віднімаючи 0,6 В, які приблизно повинні падати на переході база-емітер VT3, отримуємо, що на емітерному резисторі R1 величиною, наприклад, 200 Ом повинна падати напруга 0,4 В. Емітерний струм буде дорівнювати $0,4/220 \approx 2$ мА. Тобто в ланцюзі емітерів транзисторів VT1 і VT2 тече струм I_E , що дорівнює 2 мА. Застосування діода VD1 в одному із плеч подільника напруги забезпечує температурну компенсацію. Різниця потенціалів на діоді, що включений в прямому напрямку, падає із ростом температури точно так, як це має місце із різницею потенціалів між базою та емітером транзистора VT3. Тому у досить широкому діапазоні температур прикладена до бази напруга узгоджується із тією, яка необхідна транзистору VT3 для підтримання струму емітера, що дорівнює 2 мА. В інтегральних мікросхемах роль діода може виконувати відкритий перехід база-емітер додаткового транзистора, колектор і база якого з'єднані накоротко [17, 18], що приводить до компенсації впливу зміни температури.

Коли в емітерному ланцюзі ДППС включений генератор стабільного струму, можна краще пояснити роботу підсилювача в цілому.

Вхідні сигнали не можуть змінити сумарний струм I_E , вони можуть лише по різному розподіляти його між транзисторами VT1 і VT2.

При однакових U_{BX1} і U_{BX2} (синфазний сигнал) жоден із колекторних струмів не змінюється і вихідний сигнал не виникає. Сигнал на виході з'являється тільки тоді, коли U_{BX1} і U_{BX2} різні: при цьому в один із транзисторів буде відводитися більша частина сумарного струму емітерів, ніж у другий. Наприклад, якщо U_{BX1} більш додатний, ніж U_{BX2} , то колекторний струм VT1 стане більше за рахунок зменшення колекторного струму VT2 і, якщо $U_{ВИХ}$ знімається із колектора VT1, відбудеться відхилення $U_{ВИХ}$ у від'ємну сторону.

При симетричному виході, коли R_H включений між $U_{вих1}$ і $U_{вих2}$, придушення синфазного сигналу обмежується лише ступенем симетрії між плечами підсилювача. Якщо вони симетричні, то підсилення синфазного сигналу відсутнє взагалі. Симетричний вихід можна використовувати, коли навантаження не заземлене, наприклад, між колекторами транзисторів можна включити вольтметр і утвориться простий електронний мілівольтметр із дуже малим дрейфом нуля. Сигнал із симетричного виходу ДППС можна подати на входи другого диференціального каскаду, у якого вихідна напруга вже знімається відносно землі. У такого підсилювача послаблення синфазного сигналу дуже велике і в той же час він має зручний несиметричний вихід.

На завершення наведемо декілька корисних співвідношень [17].

Якщо в схемі ДППС, наведеній на рисунку 24, використовується несиметричний вихід $U_{вих1}$, то при подачі синфазного сигналу коефіцієнт підсилення

$$K_{U_{сф}} = -\frac{R_{K1}}{2 \cdot R_E}. \quad (40)$$

Знак «-» у виразі (40) говорить про те, що $U_{вих1}$ протифазна $U_{вих1}$. Якщо $R_{K1} = R_E$, то $K_{U_{сф}} = -1/2$. Чим більший R_E по відношенню до R_{K1} , тим менший коефіцієнт передачі синфазного сигналу.

При диференціальному входному сигналі, коли сигнал на вході 1 відрізняється від сигналу на вході 2, коефіцієнт підсилення диференціального сигналу

$$K_{U_d} = -10 \cdot I_E \cdot R_{K1}. \quad (41)$$

Наприклад, якщо $I_E = 20$ мА, $R_{K1} = R_{K2} = 5$ кОм, то $K_{U_d} = -10 \cdot 20 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = -1000$.

При симетричному виході коефіцієнт підсилення диференціального сигналу вдвічі більший

$$K_{U_d} = -20 \cdot I_E \cdot R_{K1} . \quad (42)$$

САМОСТІЙНА РОБОТА СТУДЕНТІВ

1 АНАЛІЗ РОБОТИ ПІДСИЛЮВАЧА НА БІПОЛЯРНОМУ ТРАНЗИСТОРІ (БТ), ЩО ВКЛЮЧЕНИЙ ЗА СХЕМОЮ ІЗ СПІЛЬНИМ ЕМІТЕРОМ (СЕ)

1.1 Еквівалентна схема заміщення підсилювача

У розділі 5.1 основної частини лекції 4 була розглянута схема підсилювача на БТ, що включений за схемою із СЕ.

Для визначення основних динамічних параметрів підсилювального каскаду в режимі підсилення змінного струму в області середніх частот скористаємося його еквівалентною схемою для змінних складових напруг і струмів. Ємнісні опори ємностей C_1 , C_2 та C_E в області середніх частот дуже малі і ними можна знехтувати. Скориставшись Т-подібною схемою заміщення транзистора із СЕ, отримаємо еквівалентну схему підсилювального каскаду (рисунок 1) [1,3,7,17].

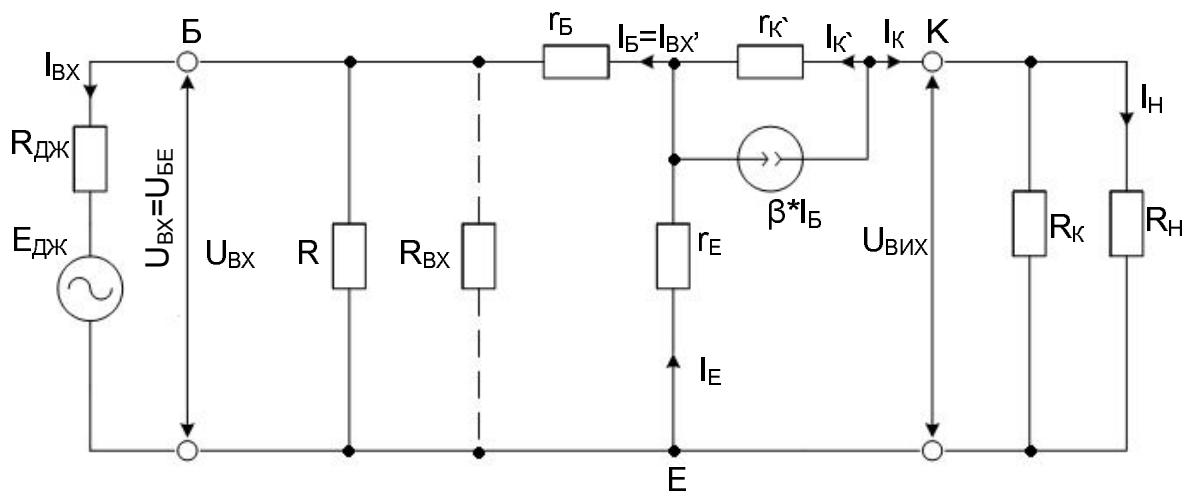


Рисунок 1 – Еквівалентна схема підсилювального каскаду за схемою із СЕ для області середніх частот

Емітерний перехід транзистора VT1, зміщений у прямому напрямі, на схемі представлений диференціальним опором переходу r_E , який при зміні емітерного струму у межах одиниці-десятки міліампер складає одиниці-десятки Ом. Ланцюг бази транзистора показаний в еквівалентній схемі об'ємним опором бази активного характеру r_b , що становить одиниці-сотні Ом.

Диференціальний колекторний опір транзистора за схемою із СЕ, що складає сотні кОм [3,7],

$$r_k' = \frac{r_k}{1 + \beta}, \quad (1)$$

де r_k - диференціальний колекторний опір транзистора за схемою із СБ; β - коефіцієнт передачі струму бази у схемі із СЕ.

Еквівалентний генератор струму βI_B характеризує передачу струму із базового ланцюга у колекторний із коефіцієнтом передачі струму β . Опір R відображає паралельне з'єднання опорів подільника $R1$ і $R2$ за змінним струмом, тобто

$$R = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}. \quad (2)$$

При цьому присутність резистора R_E не враховується, тому що за змінним струмом він шунтується конденсатором C_E .

Еквівалентний опір навантаження за змінним струмом визначається за формулою

$$R_{KH} = \frac{R_k \cdot R_H}{R_k + R_H}. \quad (3)$$

1.2 Визначення вхідного опору підсилювача

Повний вхідний опір підсилювача із урахуванням паралельного підключеного еквівалентного опору подільника визначається виразом

$$R_{BX\Pi} = \frac{R_{BX} \cdot R}{R_{BX} + R}, \quad (4)$$

де R_{BX} - вхідний опір підсилювача за відсутності подільника у базовому ланцюзі транзистора VT1; R - еквівалентний опір подільника напруги, що визначається із (2).

Вхідний опір підсилювача за відсутності подільника у базовому ланцюзі транзистора VT1 визначається співвідношенням

$$R_{BX} = \frac{U_{BX}}{I_{BX}} = \frac{U_{BE}}{I_B}. \quad (5)$$

Із еквівалентної схеми підсилювача (рисунок 1) можна отримати наступні співвідношення [1,3,7]:

$$U_{BE} = I_B r_B + I_E r_E; \quad (6)$$

$$I_E = I_K + I_B; \quad (7)$$

$$\beta \cdot I_B = I_K' + I_K; \quad (8)$$

$$I_K = \frac{\beta \cdot I_B \cdot r_K'}{r_K' + R_{KH} + r_E}; \quad (9)$$

$$I_E = I_B \left(1 + \frac{\beta \cdot r_K'}{r_K' + R_{KH} + r_E} \right). \quad (10)$$

Тоді

$$U_{BE} = I_B \left(r_B + r_E \left(1 + \frac{\beta \cdot r_K'}{r_K' + R_{KH} + r_E} \right) \right), \quad (11)$$

$$R_{BX} = r_B + r_E \left(1 + \frac{\beta \cdot r_K'}{r_K' + R_{KH} + r_E} \right). \quad (12)$$

$$\text{Звичайно } r_K' \gg R_{KH}, \quad (13)$$

$$R_{KH} \gg r_E. \quad (14)$$

$$\text{Тоді } R_{BX} = r_B + r_E (1 + \beta). \quad (15)$$

Якщо резистор R_E в схемі не зашунтований за змінним струмом конденсатором C_E , тоді послідовно з r_E у еквівалентній схемі підсилювача потрібно включити опір R_E . Вхідний опір R_{BX} у цьому випадку визначається за формулою

$$R_{BX} = r_B + (r_E + R_E)(1 + \beta). \quad (16)$$

Якщо, наприклад, $r_B = 100 \text{ Ом}$, $r_E = 20 \text{ Ом}$, $R_E = 300 \text{ Ом}$ та $\beta = 100$, то значення R_{BX} , розраховані за формулами (15) та (16), відповідно дорівнюють 2120 і 32420 Ом. В результаті введення від'ємного зворотного зв'язку за змінним струмом значно збільшується вхідний опір підсилювального каскаду.

Включення низькоомного подільника напруги R_1, R_2 , що поліпшує температурну стабільність підсилювача, значно знижує його повний вхідний опір [1,3,7,16,].

1.3 Визначення коефіцієнта підсилення напруги

При використанні високоомного подільника напруги (R_1 та R_2), враховуючи вирази (9) і (12), а також, що $R_{BX} \gg R_{дж}$, коефіцієнт підсилення напруги визначається рівнянням

$$K_U = \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}} = \frac{I_K \cdot R_{KH}}{I_B \cdot R_{BX}} = \frac{\beta \cdot R_{KH} \left(\frac{r_K'}{r_K' + R_{KH} + r_E} \right)}{r_B + r_E \left(1 + \frac{\beta \cdot r_K'}{r_K' + R_{KH} + r_E} \right)}. \quad (17)$$

У випадках, коли $r_K' \gg R_{KH}$; $R_{KH} \gg r_E$

$$K_U = -\frac{\beta \cdot R_{KH}}{r_b + r_E (1 + \beta)}. \quad (18)$$

Якщо опір джерела вхідного сигналу $R_{ДЖ}$ сумісний із вхідним опором підсилювача, то кількісну оцінку підсилення напруги слід виконувати за формулою

$$K_{U_{ДЖ}} = -\frac{U_{ВИХ}}{E_{ДЖ}}. \quad (19)$$

Значення $U_{ВИХ}$ визначають аналогічно до розглянутого раніше:

$$U_{ВИХ} = I_K \cdot R_{KH} = -\beta \cdot R_{KH} \cdot I_B \left(\frac{r_K'}{r_K' + R_{KH} + r_E} \right). \quad (20)$$

Струм бази

$$I_B = \frac{E_{ДЖ}}{R_{ДЖ} + R_{ВХ}}. \quad (21)$$

Тоді

$$K_{U_{ДЖ}} = -\frac{\beta \cdot R_{KH} \left(\frac{r_K'}{r_K' + R_{KH} + r_E} \right)}{R_{ДЖ} + R_{ВХ}}, \quad (22)$$

де $R_{ВХ}$ в залежності від особливостей схеми можна визначити за формулами (4), (12), (15) і (16).

1.4 Визначення коефіцієнта підсилення струму

При $R_H = \infty$ коефіцієнт підсилення струму

$$K_I = \frac{I_K}{I_B}. \quad (23)$$

Враховуючи вираз (9)

$$K_I = \frac{\beta \cdot r_K'}{r_K' + R_{KH} + r_E}. \quad (24)$$

У тих випадках, коли $r_K' \gg R_{KH}$; $R_{KH} \gg r_E$

$$K_I = \beta. \quad (25)$$

Якщо $R_H \neq \infty$ коефіцієнт підсилення струму

$$K_{I_H} = \frac{I_H}{I_B} = \beta \frac{r_K'}{r_K' + R_{KH} + r_E} \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H}. \quad (26)$$

Якщо $r_K' \gg R_{KH}$; $R_{KH} \gg r_E$, тоді

$$K_{I_H} = \beta \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H}. \quad (27)$$

1.5 Визначення вихідного опору підсилювача

При $R_H = \infty$ із урахування $r_K' \gg R_K$

$$R_{ВИХ} \approx R_K. \quad (28)$$

1.6 Визначення основних динамічних параметрів підсилювача за h - параметрами транзистора, що включений за схемою із спільним емітером

Користуючись формулами визначення фізичних параметрів транзистора із СЕ через його h – параметри [1,3,7,16]:

$$r_E = 2 \cdot \frac{h_{12E}}{h_{22E}}; \quad (29)$$

$$r_B = h_{11E} - 2 \cdot \frac{h_{12E}}{h_{22E}} (1 + h_{21E}); \quad (30)$$

$$r_K = \frac{1 + h_{21E}}{h_{22E}}; \quad (31)$$

$$\beta = h_{21E}, \quad (32)$$

із виразів (4), (15), (18), (25) та (27) отримаємо

$$R_{BX} = h_{11E}; \quad (33)$$

$$R_{BX\Pi} = \frac{h_{11E} \cdot R}{h_{11E} + R}; \quad (34)$$

$$K_U = - \frac{h_{21E} \cdot R_{KH}}{h_{11E}}; \quad (35)$$

$$K_I = h_{21E}; \quad (36)$$

$$K_{IH} = h_{21E} \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H}. \quad (37)$$

2 АНАЛІЗ РОБОТИ ЕМІТЕРНОГО ПОВТОРЮВАЧА (ЕП)

2.1 Еквівалентна схема заміщення емітерного повторювача

У розділі 5.2 основної частини лекції 4 була розглянута схема підсилювача на БТ, що включений за схемою із СК (емітерного повторювача).

Для визначення основних динамічних параметрів ЕП в області середніх частот скористаємося його фізичною еквівалентною схемою (рисунок 2).

Призначення основних елементів цієї схеми аналогічне описанню рисунка 1.

Порівнявши рисунки 16 і 18 основного матеріалу лекції видно, що ЕП можна розглядати як підсилювальний каскад із СЕ, у якого $R_K = 0$, а резистор у ланцюзі емітера не зашунтований конденсатором C_E . У цьому випадку вся вихідна напруга, що виділяється на опорі в ланцюзі емітера,

послідовно вводиться у вхідний ланцюг підсилювача, де віднімається від напруги вхідного сигналу $U_{ВХ}$, знижуючи її.

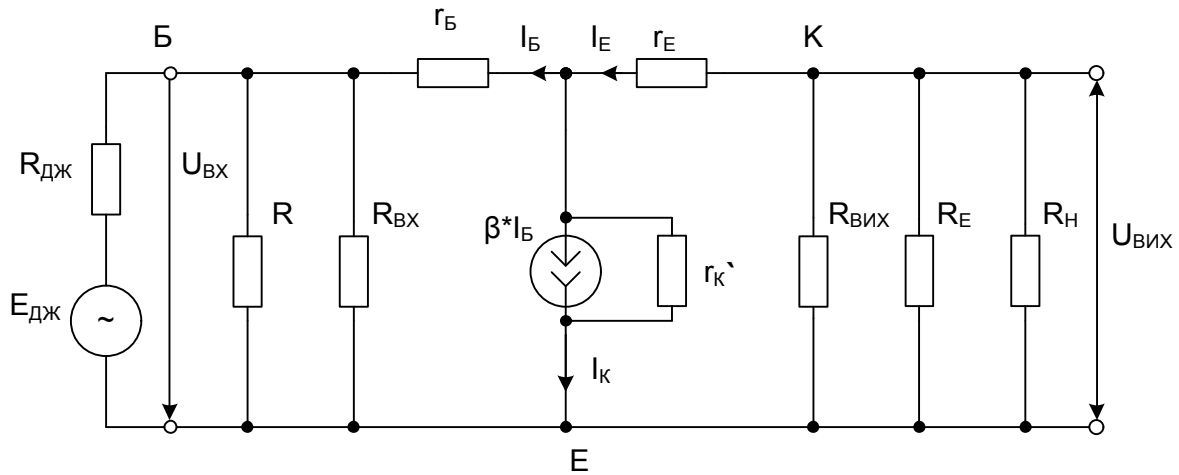


Рисунок 2 – Фізична еквівалентна схема ЕП для області середніх частот

В схемі діє 100%-вий послідовний від'ємний зворотний зв'язок за напругою, що збільшує вхідний та зменшує вихідний опір ЕП.

Для визначення основних динамічних характеристик ЕП можна скористатися виразами (1)...(15) із урахуванням відмінностей, відмічених раніше.

2.2 Визначення вхідного опору емітерного повторювача

У зв'язку із тим, що у даній схемі

$$r_K' \gg r_E + R_E, \quad (38)$$

вхідний опір ЕП без урахування подільника у ланцюзі бази R_1 , R_2 відповідно до виразу (16) можна визначити за формулою [16]

$$R_{ВХ} = r_Б + (r_E + R_{ЕН})(1 + \beta); \quad (39)$$

де $R_{ЕН}$ - еквівалентний опір навантаження підсилювача змінному струму

$$R_{EH} = \frac{R_E \cdot R_H}{R_E + R_H}. \quad (40)$$

Аналіз виразу (39) показує, що вхідний опір ЕП тим більше, чим більше значення R_{EH} транзистора.

Повний вхідний опір ЕП із врахуванням подільника напруги R_1, R_2

$$R_{BX.П} = \frac{(r_B + (r_E + R_{EH})(1 + \beta)) \cdot R}{r_B + (r_E + R_{EH})(1 + \beta) + R}, \quad (41)$$

де R визначається за формулою (2).

Із виразу (41) виходить, що подільник напруги, який із міркувань високої термостабільності схеми повинен бути низькоомним, знижує вхідний опір ЕП. Тому в цілях збільшення $R_{BX.П}$ у ряді випадків необхідно відмовлятися від подільника R_1, R_2 , здійснюючи зсув фіксованим базовим струмом. При цьому у формулі (41) R замінюється на R_B , яке велике через мале значення струму.

Крім того, R_{EH} , через невелике значення опору навантаження R_H також невелике (40). Оскільки зовнішнє навантаження найчастіше задане, для збільшення $R_{BX.П}$ слід прагнути до виконання нерівності

$$R_E \gg R_{EH}. \quad (42)$$

2.3 Визначення вихідного опору емітерного повторювача

Із еквівалентної схеми заміщення ЕП (рисунок 2) можна визначити вихідний опір ЕП при $R_H = \infty$. Без урахування R_E

$$R_{ВИХ} = r_E + \frac{R_{ДЖ} + r_B}{1 + \beta}. \quad (43)$$

Значення $R_{ВИХ}$ залежить від опору джерела вхідного сигналу і тим менше, чим більше коефіцієнт передачі струму бази транзистора β .

Із урахуванням паралельного включеного опору R_E повне значення вихідного опору

$$R_{\text{вих.П}} = \frac{\left(r_E + \frac{R_{\text{ДЖ}} + r_B}{1 + \beta} \right) \cdot R_E}{r_E + \frac{R_{\text{ДЖ}} + r_B}{1 + \beta} + R_E}. \quad (44)$$

2.4 Визначення коефіцієнта підсилення напруги емітерного повторювача

Коефіцієнт підсилення напруги ЕП

$$K_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_E \cdot R_{\text{ЕН}}}{I_B \cdot R_{\text{ВХ}}}. \quad (45)$$

Із урахуванням співвідношень (10) (38) (39)

$$K_U = \frac{(1 + \beta) \cdot R_{\text{ЕН}}}{r_B + (1 + \beta)(R_{\text{ЕН}} + r_E)}. \quad (46)$$

Аналіз даного виразу показує, що K_U у схемі ЕП трохи менше одиниці.

2.5 Визначення коефіцієнта підсилення струму емітерного повторювача

Коефіцієнт підсилення струму в схемі ЕП без урахування R_H
($R_H = \infty$)

$$K_I = \frac{I_E}{I_B}. \quad (47)$$

Із урахуванням співвідношень (10) та (38)

$$K_I = 1 + \beta. \quad (48)$$

Якщо $R_H \neq \infty$, то

$$K_{I_H} = K_I \cdot \frac{R_E}{R_E + R_H}. \quad (49)$$

2.6 Визначення основних динамічних параметрів емітерного повторювача за h - параметрами транзистора, що включений за схемою із спільним колектором

Із виразів (39), (43), (46), (48), користуючись формулами (29)...(32), отримаємо

$$R_{BX} = h_{11E} + R_{EH} (1 + h_{21E}); \quad (50)$$

$$R_{BIX} = \frac{h_{11E} + R_{ДЖ}}{1 + h_{21E}}; \quad (51)$$

$$K_U = \frac{(1 + h_{21E}) \cdot R_{EH}}{h_{11E} + (1 + h_{21E}) R_{EH}}; \quad (52)$$

$$K_I = 1 + h_{21E}. \quad (53)$$

3 СХЕМА ІЗ ФІКСОВАНИМ СТРУМОМ БАЗИ

Як відмічалось в основній частині лекції, робота однокаскадного транзисторного підсилювача залежить від початкового положення робочої точки за постійним струмом. Це положення визначається величиною струму у вхідному ланцюзі. Розглянемо найпростіший однокаскадний підсилювач на БТ, що включений за схемою із СЕ, в якому положення робочої точки визначається значенням струму бази $I_{0Б}$ (рисунок 3).

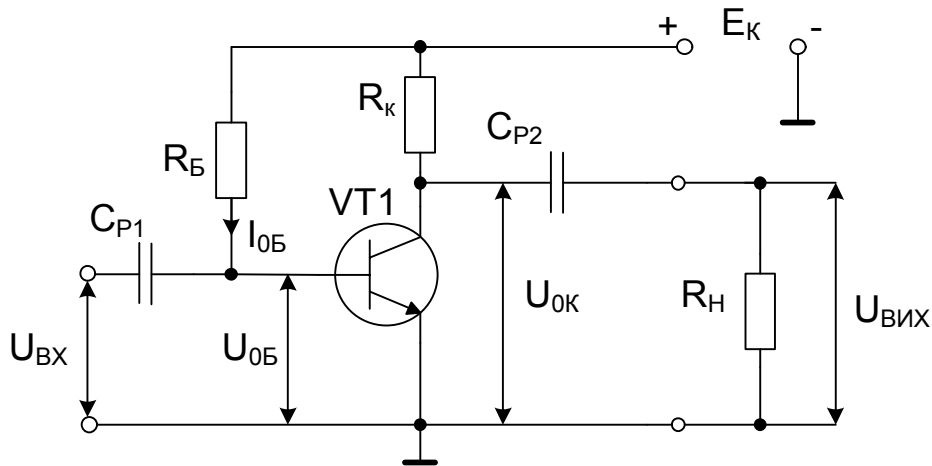


Рисунок 3 – Схема підсилювача із фіксованим струмом бази

Початковий струм бази $I_{0Б}$ визначається напругою E_K і достатньо великим опором R_B

$$R_B = \frac{E_K - U_{0Б}}{I_{0Б}}, \quad (54)$$

де $U_{0Б}$ – початкове зміщення на базі за постійним струмом.

Враховуючи, що $U_{0Б} \ll E_K$, то величина $I_{0Б}$ розраховується за формулою

$$I_{0Б} \approx \frac{E_K}{R_B}. \quad (55)$$

Постійна складова струму колектора

$$I_{0К} = \beta \cdot I_{0Б}, \quad (56)$$

де β – коефіцієнт підсилення струму.

Значення резистора R_K можна визначити за формулою

$$R_K = \frac{E_K - U_{0К}}{I_{0К}}, \quad (57)$$

де $U_{0К}$ – напруга на колекторі, яка відповідає початковому положенню робочої точки.

Розглянута схема достатньо проста, але має ряд недоліків [1,3,7,16]:

- залежність параметрів від температури;

- залежність від розкиду параметрів транзисторів.

4 СХЕМА ІЗ ФІКСОВАНОЮ БАЗОВОЮ НАПРУГОЮ

Схема із фіксованою базовою напругою (рисунок 4) у порівнянні зі схемою підсилювача із фіксованим базовим струмом менш чутлива до впливу температури.

На схемі прийняті наступні позначення:

- I_{Π} – струм подільника напруги $+E_K$, утворений резисторами R_1 , R_2 ;
- $I_{0Б}$ – струм бази, що відповідає початковому положенню робочої точки;
- $U_{0БЕ}$ – напруга база-емітер, що відповідає початковому положенню робочої точки;
- $I_{0К}$, $I_{0Е}$ – відповідно постійні складові струму колектора і струму емітера;
- $U_{0К}$ – постійна складова напруги колектор-емітер.

Струм подільника обирається із співвідношення

$$I_{\Pi} = (2 \dots 5) \cdot I_{0Б}. \quad (58)$$

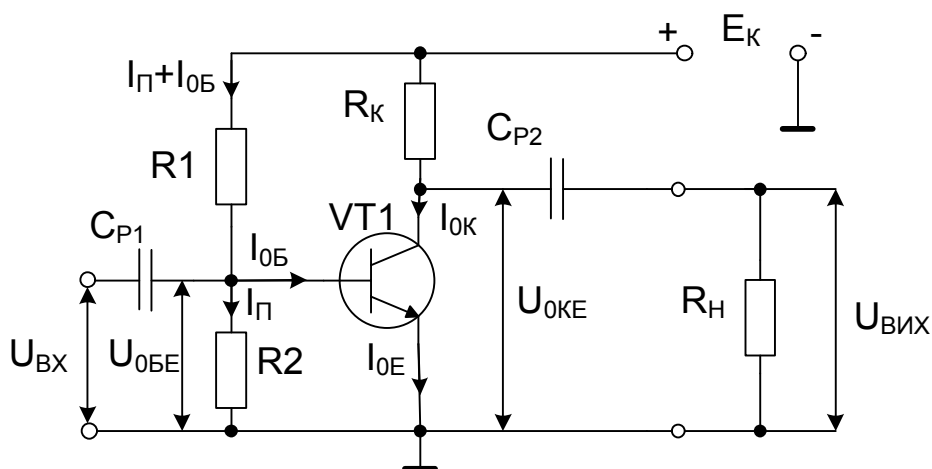


Рисунок 4 – Схема підсилювача із фіксованою базовою напругою

Нижче приведені основні розрахункові співвідношення

$$R_1 = \frac{E_K - U_{0BE}}{I_{\Pi} + I_{0B}}. \quad (59)$$

$$R_2 = \frac{U_{0BE}}{I_{\Pi}}. \quad (60)$$

$$R_K = \frac{E_K - U_{0K}}{I_{0K}}. \quad (61)$$

$$I_{0K} = I_{0B} \cdot \beta. \quad (62)$$

5 СХЕМА ІЗ КОЛЕКТОРНОЮ СТАБІЛІЗАЦІЄЮ

Схема із колекторною стабілізацією (рисунок 5) відрізняється від схеми із фіксованим струмом бази тим, що резистор R_B підключений не до джерела живлення, а до колектора транзистора.

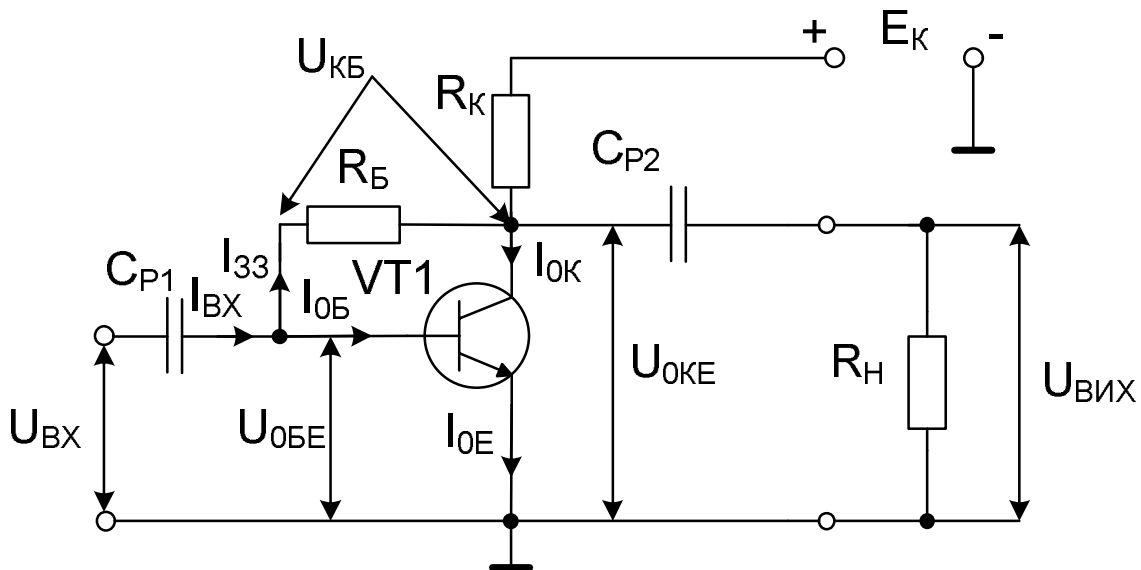


Рисунок 5 – Схема підсилювача із колекторною стабілізацією

У схемі діє паралельний: $I_B = (I_{VX} - I_{33})$ від'ємний зворотний зв'язок (ВЗЗ) за напругою: $I_{33} = f(U_{KE})$, який виконує функцію термостабілізації положення робочої точки. Якщо через вплив температури збільшується, наприклад, I_K , то збільшується падіння напруги на R_K і відповідно

зменшується напруга $U_{КБ}$, а відповідно і струм бази I_B . Зменшення струму I_B приведе до зниження струму колектора I_K ($I_K = \beta I_B$), який прямує до свого початкового значення. В результаті $I_{0К}$ і $U_{0К}$ змінюються досить незначно.

6 ФАЗО-ІНВЕРСНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ

Фазо-інверсний підсилювач (рисунк 6) формує дві напруги рівні за величиною, але протилежні за фазою.

Вихідний сигнал $U_{ВИХ1}$, що знімається з колектора транзистора VT1, має полярність, протилежну вхідному сигналу $U_{ВХ}$ і вихідній напрузі $U_{ВИХ2}$, яка знімається з емітера транзистора VT1.

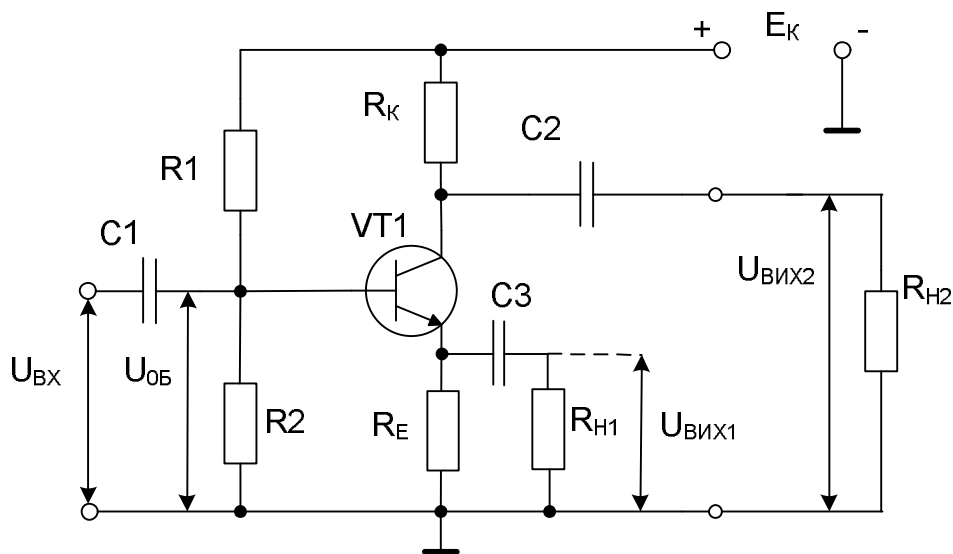


Рисунок 6 – Схема фазо-інверсного підсилювача

7 ПІДСИЛЮВАЧ НАПРУГИ НА ПОЛЬОВОМУ ТРАНЗИСТОРІ ІЗ P-N ПЕРЕХОДАМИ

Схема стандартного підсилювача напруги на польовому транзисторі із р-п переходами і каналом n-типу приведена на рисунку 7.

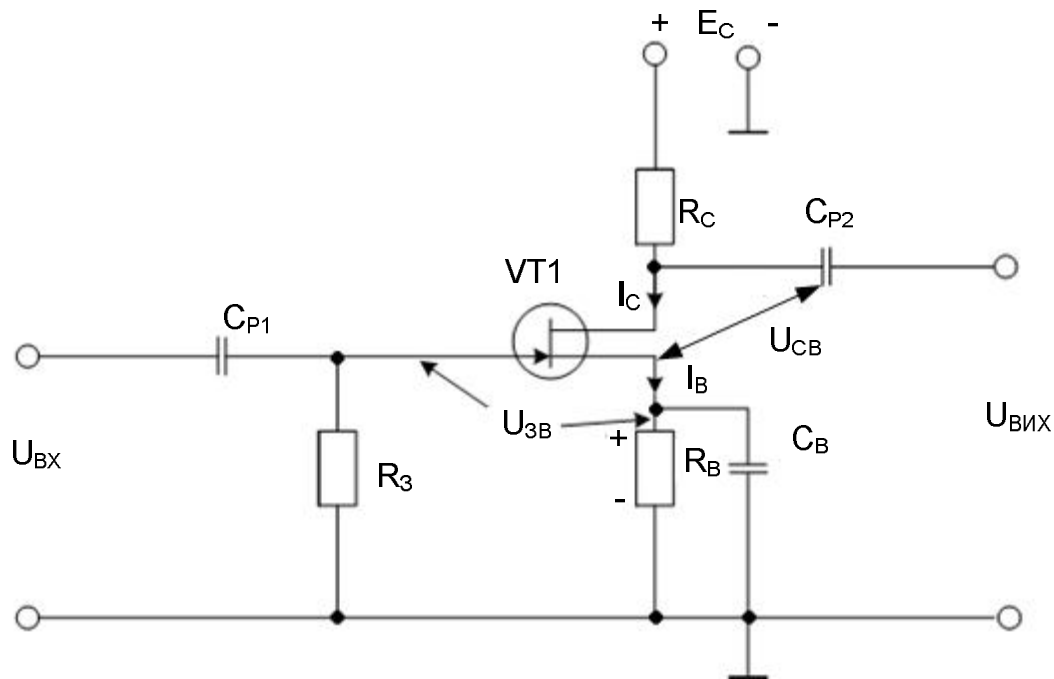


Рисунок 7 - Схема підсилювача напруги на польовому транзисторі із p-n переходами

На резисторі R_B при протіканні початкового струму витоку I_{0B} формується падіння напруги $U_{RB} = I_{0B} R_B$, яка підтримує потенціал витоку VT1 додатним відносно землі. Затвор зв'язаний із землею резистором R_3 . Незважаючи на велике значення R_3 затвор має потенціал землі, тому що струм, що протікає через R_3 , дуже малий. У цьому випадку напруга на затворі являється від'ємною відносно витоку. При цьому початкова напруга зміщення U_{03B} залежить від струму витоку. Резистор R_B виконує функцію ВЗЗ за постійним струмом і виконує термостабілізацію положення робочої точки. Якщо струм витоку росте, то напруга на R_B росте, збільшується від'ємна напруга U_{3B} , транзистор закривається і це стримує збільшення струму витоку.

Конденсатор великої ємності (десятки мікрофард) запобігає появі змінної складової вихідного струму на витоку, що привело б до зменшення коефіцієнта підсилення за рахунок ВЗЗ за корисним змінним сигналом.

На рисунку 8 приведена стоко-затворна ВАХ транзистора і показаний вплив вхідної змінної напруги на вихідний струм.

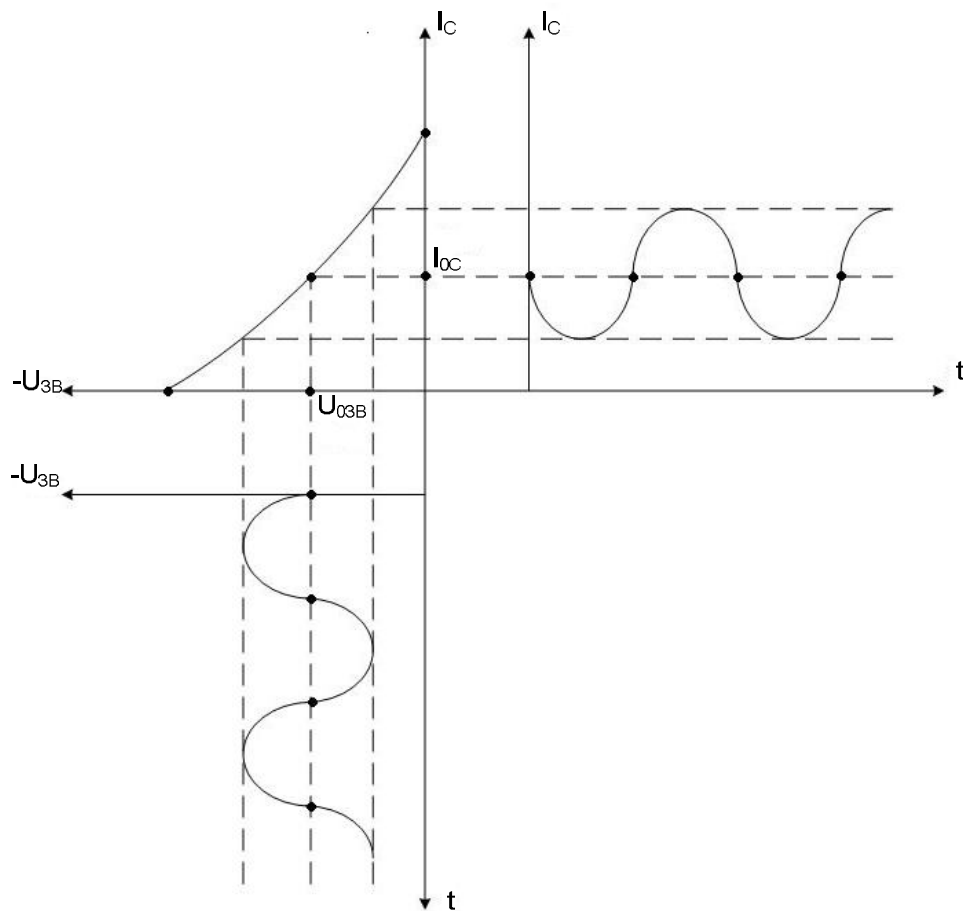


Рисунок 8 – Вплив вхідної змінної напруги на вихідний струм

Як видно із приведенного рисунка, при подачі на затвор від'ємного півперіоду вхідного сигналу струм стоку зменшується, зменшується падіння напруги $I_c R$, що приводить до збільшення додатного потенціалу на виході схеми. Тобто дана схема із спільним витоком інвертує фазу вхідної напруги.

8 ПІДСИЛЮВАЧ НАПРУГИ НА МЕТАЛ-ОКСИД-НАПІВПРОВІДНИК-ПОЛЬОВОМУ (МОН-ПОЛЬОВОМУ) ТРАНЗИСТОРІ

Схема підсилювача напруги на МОН-польовому транзисторі із індукованим каналом n-типу приведена на рисунку 9. Подільник напруги E_c , виконаний на резисторах R_1 , R_2 , задає початкове значення U_{03B} , тобто фіксує положення робочої точки за постійним струмом (рисунок 10).

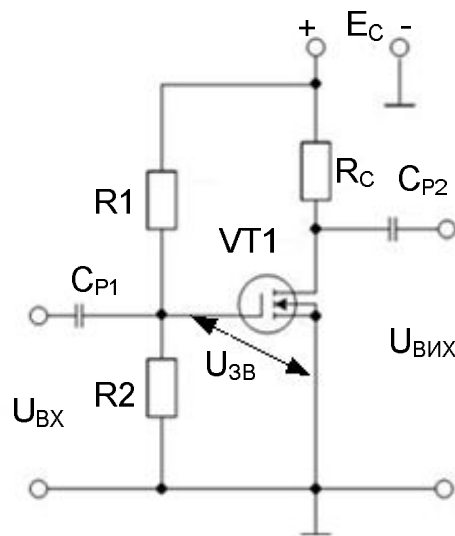


Рисунок 9 – Підсилювач напруги на МОН-польовому транзисторі

Дана схема із спільним витоком інвертує фазу вхідної напруги.

9 ЕМІТЕРНИЙ ПОВТОРЮВАЧ НА СКЛАДЕНОМУ ТРАНЗИСТОРІ

Складений транзистор широко застосовується в разі потреби отримання високого підсилення струму бази [1,3,17,18]. Він складається із двох транзисторів, з'єднаних певним чином (рисунок 11).

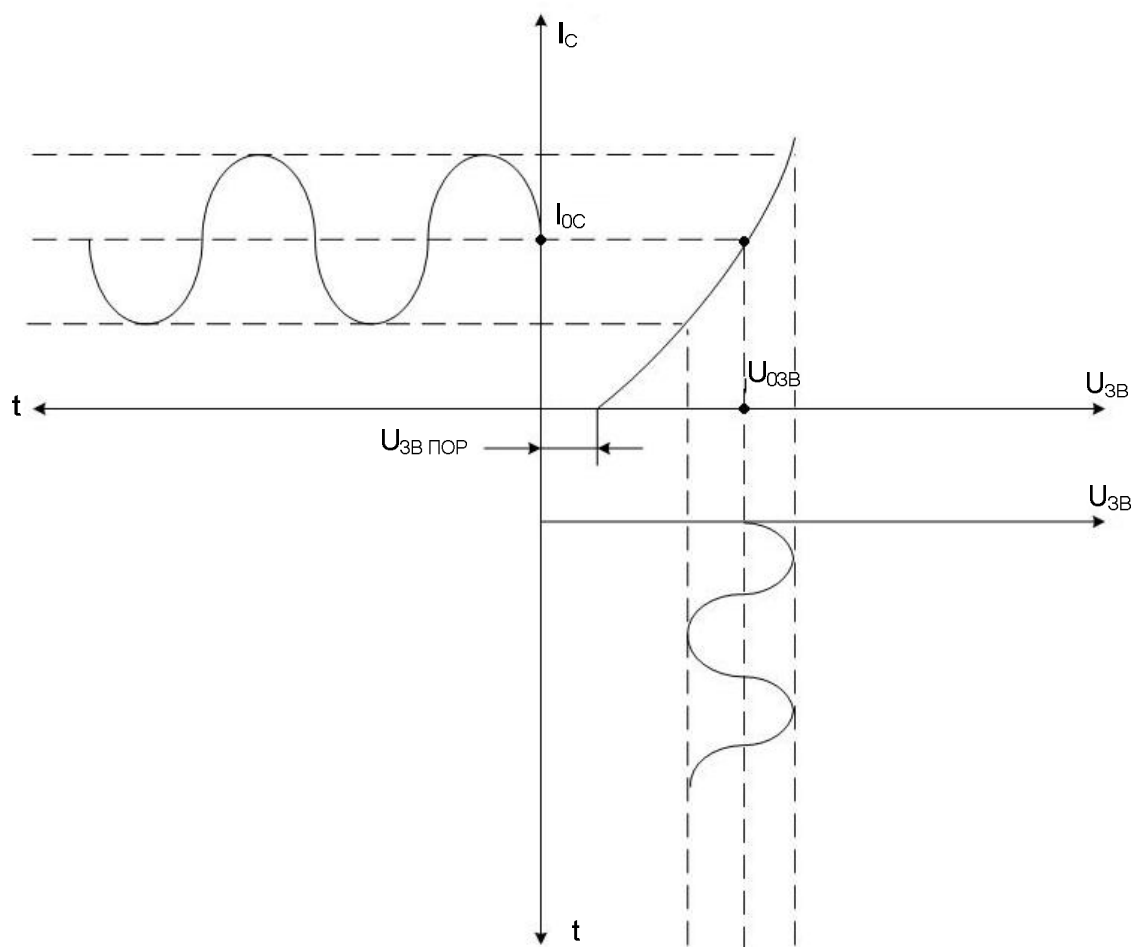


Рисунок 10 – Вплив вхідної змінної напруги на вихідний струм

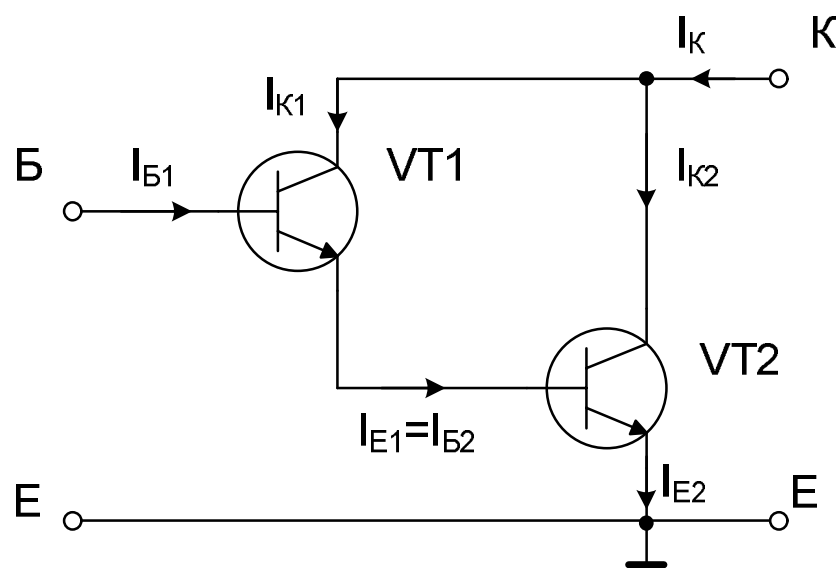


Рисунок 11 – Схема складеного транзистора

Колектори двох транзисторів VT1 і VT2 сполучені разом і утворюють колектор (К) складеного транзистора. До бази транзистора VT2 приєднаний емітер транзистора VT1.

При цьому база транзистора VT1 і емітер транзистора VT2 є відповідно спільною базою (Б) і спільним емітером (Е) складеного транзистора.

Для складеного транзистора справедливі наступні співвідношення:

$$I_{K1} = \beta_1 \cdot I_{B1}, \quad (63)$$

$$I_{E1} = I_{B2} \approx I_{K1}, \quad (64)$$

$$I_{K2} = \beta_2 \cdot I_{B2} = \beta_2 \cdot I_{E1} = \beta_2 \cdot I_{K1} = \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot I_{B1}. \quad (65)$$

Тоді коефіцієнт підсилення струму бази складеного транзистора

$$\beta = \frac{I_{K2}}{I_{B1}} = \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot I_{B1}}{I_{B1}} = \beta_1 \cdot \beta_2, \quad (66)$$

тобто рівний добутку коефіцієнтів підсилення струму окремих транзисторів VT1 і VT2.

Для того, щоб забезпечити виконання (64), транзистор VT2 виконується потужнішим.

На рисунку 12 приведена схема Дарлінгтона, в якій як біполярний транзистор емітерного повторювача застосований складений транзистор.

Застосування складеного транзистора в цій схемі дає збільшення коефіцієнта підсилення струму і збільшує вхідний опір підсилювача.

10 ПІДСИЛЮВАЧ ІЗ АВТОМАТИЧНИМ РЕГУЛЮВАННЯМ ПІДСИЛЕННЯ (АРП)

Підсилювач із АРП (рисунок 13) автоматично регулює коефіцієнт підсилення так, щоб підтримувати задане значення вихідної змінної напруги.

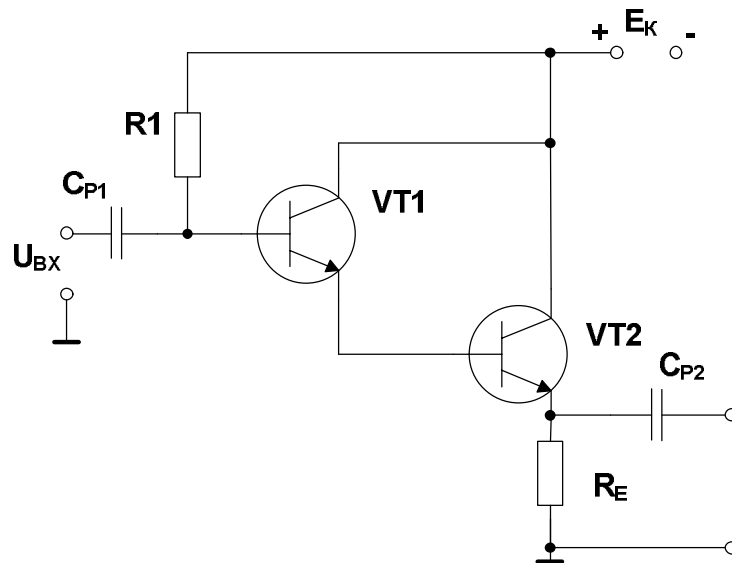


Рисунок 12 – Схема емітерного повторювача на складеному транзисторі

На рисунку 13 прийняті наступні позначення:

- U_{ET} – еталонна (зразкова) постійна напруга;
- $\sim U_{BX}$; $\sim U_{ВИХ}$ - відповідно вхідна і вихідна змінна напруги;
- КНП – керований напругою підсилювач;
- ДТ – детектор (випрямляч) вихідної змінної напруги;
- ІСП - інтегратор сигналу похибки.

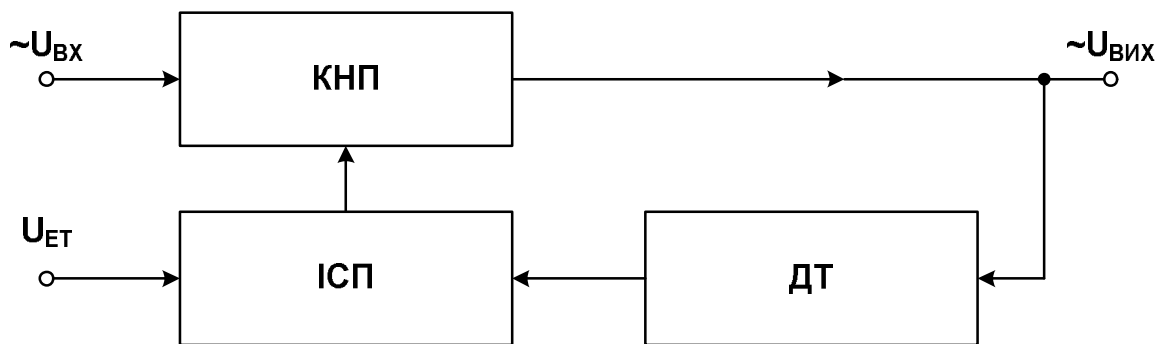


Рисунок 13 – Структура підсилювача із АРП

Якщо відбуваються помилкові зміни вихідного сигналу щодо заданого значення, то змінюється рівень постійної напруги на виході детектора (випрямляча). Ця напруга порівнюється із еталонним значенням в ІСП, який виробляє керуючий сигнал для КНП, пропорційний сигналу похибки. При цьому змінюється коефіцієнт підсилення КНП до тих пір,

поки вихідна напруга перетвореного змінного струму у постійний не стане рівною заданому еталонному значенню.

Час реакції підсилювача із АРП можна змінювати, варіюючи постійну час інтегратора. Затримка АРП повинна бути достатньо великою, щоб не викликати непотрібну реакцію на короточасні випадкові зміни вихідного сигналу. З іншого боку, час реакції не повинен бути дуже великим, щоб не викликати надмірні затримки.

Нижче приводиться простий приклад схеми із АРП (рисунок 14).

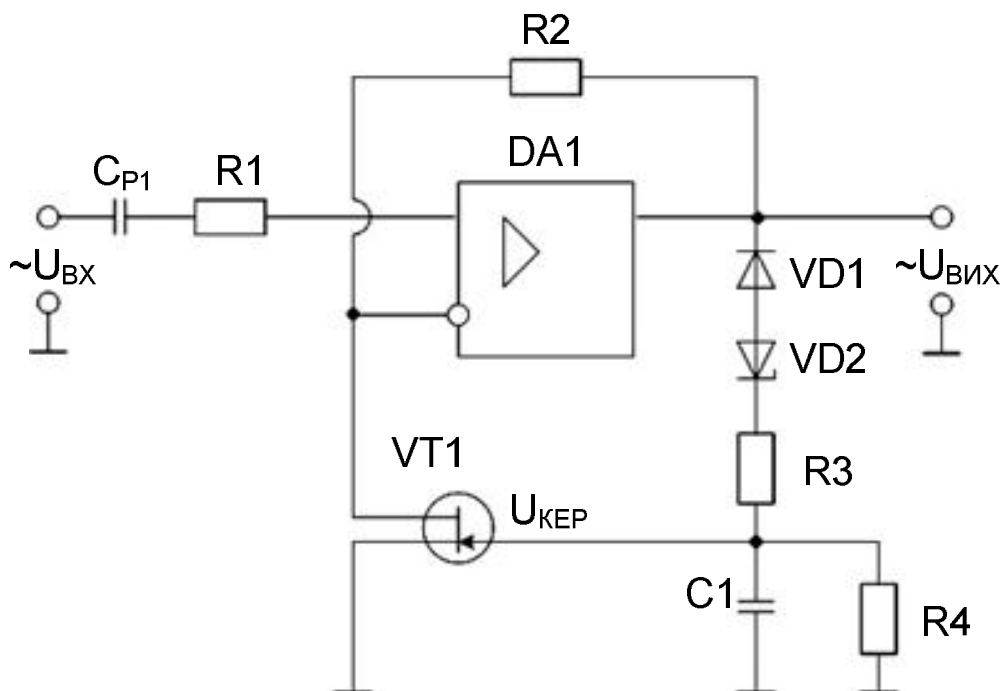


Рисунок 14 – Схема підсилювача із АРП

Діод VD1 виконує функцію простого однопівперіодного випрямляча (детектора) і пропускає від'ємні півперіоди вихідної синусоїдальної напруги. Стабілітрон VD2 задає рівень еталонного значення, яке дорівнює його напрузі пробоя. При перевищенні рівня вихідного сигналу напруги пробоя відбувається різке зростання зворотного струму, який протікає через стабілітрон. Конденсатор C1 разом із резисторами R3, R4 виконують функцію інтегратора сигналу похибки.

В якості КНП в даній схемі застосований неінвертуючий операційний підсилювач, робота якого розглядатиметься детально в наступній (п'ятій) лекції. Коефіцієнт підсилення цього підсилювача визначається виразом

$$K_{\text{КНП}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_{\text{СВ}}}\right), \quad (67)$$

де $R_{\text{СВ}}$ – опір польового транзистора VT1 із р-n переходами і каналом n-типу.

Керуюча від'ємна напруга $U_{\text{КЕР}}$ із ємності C1 подається на затвор VT1. При змінах $U_{\text{КЕР}}$ змінюється ширина каналу польового транзистора, при цьому змінюється його опір стік-витік $R_{\text{СВ}}$ і отже змінюється коефіцієнт підсилення підсилювача (67). Щоб уникнути спотворень, польовий транзистор повинен працювати на лінійній ділянці ВАХ.

Якщо, наприклад, рівень вихідного сигналу збільшиться і перевищить напругу пробою VD2, то на затворі VT1 формується від'ємна напруга $U_{\text{КЕР}}$, яка збільшує $R_{\text{СВ}}$. При цьому зменшується $K_{\text{КНП}}$, що у свою чергу, приведе, до зменшення вихідної напруги.

11 ПАРАЛЕЛЬНО-БАЛАНСНІ ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ (ППС)

В ППС із безпосереднім зв'язком широко застосовуються паралельно-балансні каскади, що мають менший дрейф, ніж схеми із безпосереднім зв'язком, що складаються із декількох каскадів ППС, включених послідовно [3,6,16,18].

Схема ППС у вигляді паралельно-балансного каскаду показана на рисунку 15.

Колекторні резистори $R_{\text{К1}}$, $R_{\text{К2}}$, транзистори VT1, VT2 і резистор $R_{\text{Е}}$, утворюють міст, до однієї діагоналі якого підключається джерело

напруги живлення E_K , а в іншу діагональ між колекторами транзисторів включається навантаження. В режимі спокою ($U_{BX} = 0$) при повній симетрії схеми потенціали колекторів транзисторів VT1, VT2 однакові і вихідна напруга дорівнює нулю:

$$\left. \begin{aligned} U_{K01} &= U_{K02}; \\ U_{ВИХ} &= U_{K01} - U_{K02} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (68)$$

Висока стабільність схеми пояснюється тим, що при зміні напруги джерела живлення або при однакових змінах параметрів транзисторів потенціали обох колекторів отримують рівні прирости, тобто

$$U_{ДР.ВИХ} = \Delta U_{K01} - \Delta U_{K02} = 0. \quad (69)$$

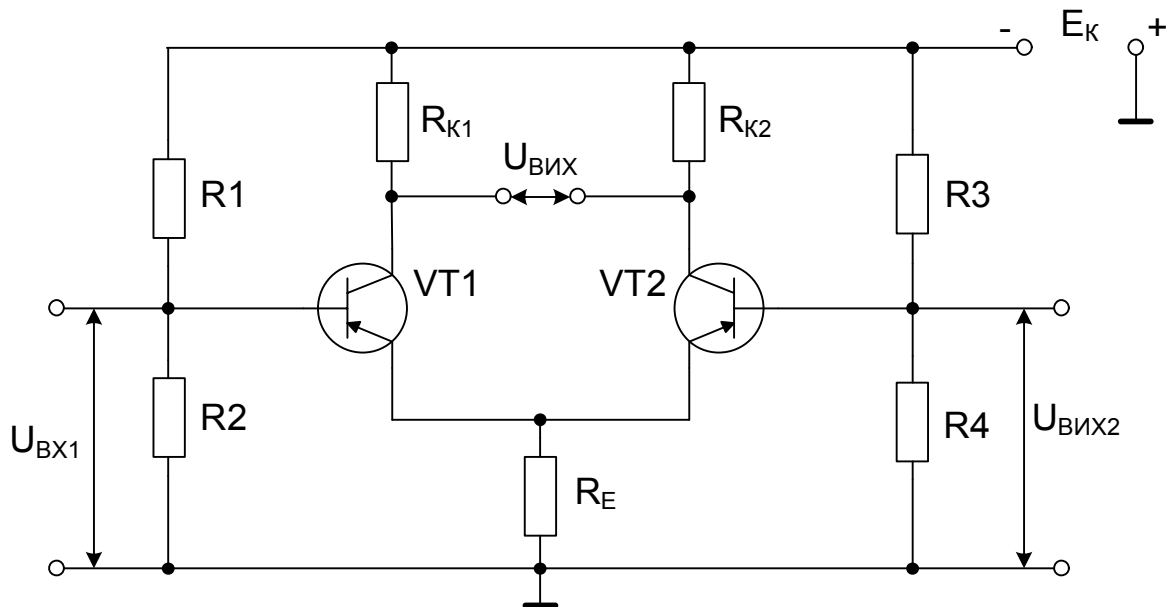


Рисунок 15 – Схема паралельно-балансного каскаду ППС без ВЗЗ за корисним сигналом

В реальних схемах завжди є деяка асиметрія плечей моста, тому і існує деяка нестабільність (дрейф) нуля, тобто $U_{ДР.ВИХ} \neq 0$.

Вхідний сигнал в цій схемі може подаватися або між базами, або на одну з баз при фіксованому потенціалі другої бази.

Якщо джерело сигналу включене між базами, то це приводить до того, що при рівних вхідних опорах транзисторів на обох базах з'являються

сигнали, що дорівнюють $U_{BX}/2$ і протилежні за знаком. Це призводить до зниження струму колектора одного із транзисторів і збільшення колекторного струму іншого транзистора.

Зміна колекторних струмів викличе в свою чергу протилежні за знаком зміни потенціалів обох колекторів. При повній симетрії схеми

$$\begin{aligned} |\Delta I_{K1}| &= |\Delta I_{K2}|; |\Delta U_{K1}| = |\Delta U_{K2}|; \\ U_{ВИХ} &= \Delta U_{K1} - \Delta U_{K2} = 2\Delta U_{K1}. \end{aligned} \quad (70)$$

Сумарний емітерний струм обох транзисторів, що протікає через спільний резистор R_E , отримує рівні за величиною і протилежні за знаком прирости і залишається постійним:

$$\begin{aligned} |\Delta I_{E1}| &= |\Delta I_{E2}|; \\ I_{R_E} &= I_{E1} + I_{E2} + \Delta I_{E1} - \Delta I_{E2} = \text{const}. \end{aligned} \quad (71)$$

Постійність цього струму, а отже, і постійність потенціалу емітера за наявності вхідного сигналу свідчить про те, що у даній схемі відсутній ВЗЗ за корисним вхідним сигналом, що не призводить до зниження коефіцієнта підсилення ППС. Тому дія вхідного сигналу розподіляється на емітерні переходи транзисторів таким чином:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_{BE1} &= \frac{U_{BX}}{2}; \\ \Delta U_{BE2} &= -\frac{U_{BX}}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (72)$$

Наявність спільного емітерного опору підвищує стабільність схеми (стійкість до дії різних дестабілізуючих чинників), оскільки зміна емітерних струмів транзисторів в стані спокою при цьому матиме однаковий знак і сумарний струм:

$$\left. \begin{aligned} I_{R_E} &= I_{E01} + \Delta I_{E01} + I_{E02} + \Delta I_{E02}; \\ \Delta I_{E01} &\approx \Delta I_{E02}. \end{aligned} \right\} \quad (73)$$

Додатковий приріст сумарного емітерного струму

$$\Delta I_{R_E} = \Delta I_{E01} + \Delta I_{E2}, \quad (74)$$

який викликаний дією дестабілізуючих чинників, створює ВЗЗ за струмом

$$\Delta U_{R_E} = \Delta I_{R_E} \cdot R_E, \quad (75)$$

що впливає на базові ланцюги транзисторів. При цьому зменшуються прирости емітерних, а отже, колекторних струмів транзисторів. Ці струми будуть прагнути до свого початкового значення, тобто забезпечується стабілізація режиму спокою ($U_{BX} = 0$). Стабілізуюча дія резистора R_E тим більше, чим більше його опір.

Якщо вхідний сигнал подається на одну із баз (несиметричний вхід), то при фіксованому потенціалі другої бази вихідна напруга за модулем буде такою ж, як у попередньому варіанті. Так, якщо на базу транзистора VT1 поданий сигнал ($-U_{BX}$), то транзистор відкривається, його колекторний і емітерний струми збільшуються, а потенціал колектора стає більш додатним. За рахунок збільшення емітерного струму збільшується від'ємний потенціал емітерів VT1, VT2 на величину:

$$\Delta U_E = \Delta I_{E1} \cdot R_E, \quad (76)$$

де ΔI_{E1} - приріст емітерного струму транзистора VT1 за рахунок дії вхідної напруги на його базі.

Змінюються напруги на емітерних переходах транзисторів VT1, VT2:

$$\left. \begin{aligned} U_{BE1} &= -U_{BX} - (-\Delta U_E); \\ U_{BE2} &= 0 - (-\Delta U_E); \end{aligned} \right\} \quad (77)$$

$$\left. \begin{aligned} U_{BE1} &= -U_{BX} + \Delta U_E; \\ U_{BE2} &= \Delta U_E. \end{aligned} \right\} \quad (78)$$

Вираз (78) показує, що робоча точка транзистора VT2 під дією сигналу ВЗЗ, що виробляється на R_E зміщується у бік області відсічки.

Його емітерний і колекторний струми зменшуються, а потенціал колектора стає більш від'ємним.

Таким чином, зміни струму колектора ΔI_{K1} і напруги на колекторі ΔU_{K1} транзистора VT1 будуть пропорційні величині $U_{BE1} = -U_{BX} + \Delta U_E$, а зміна струму колектора ΔI_{K2} і напруги на колекторі транзистора VT2 – величині ΔU_E . При цьому

$$|\Delta U_{K1}| \neq |\Delta U_{K2}|, \quad (79)$$

а вихідна напруга

$$U_{ВИХ} = \Delta U_{K1} - \Delta U_{K2} \quad (80)$$

залишається такою ж, що і в схемі із подачею вхідного сигналу між базами транзисторів.

При великих значеннях опору резистора R_E

$$\Delta U_E \rightarrow \frac{-U_{BX}}{2}, \quad (81)$$

$$\Delta U_{BE1} \rightarrow -U_{BX} + \frac{U_{BX}}{2} = -\frac{U_{BX}}{2}, \quad (82)$$

$$\Delta U_{BE2} \rightarrow \frac{U_{BX}}{2}, \quad (83)$$

$$|\Delta U_{K1}| = |\Delta U_{K2}|. \quad (84)$$

Схема каскаду, що показана на рисунку 15, може бути використана тільки при малих вхідних сигналах, оскільки при великому від'ємному сигналі, що подається на базу одного із транзисторів, значення ΔU_E за модулем може стати більше ΔU_{BE} іншого транзистора. Останній закривається і робота схеми погіршується (робоча точка переходить в область відсічки).

Для розширення діапазонів вхідних сигналів у ланцюг емітерів транзисторів VT1, VT2 включаються резистори R_0 , що зменшує ΔU_{BE} , але одночасно знижує коефіцієнт підсилення схеми за рахунок появи ВЗЗ за струмом при дії вхідного сигналу. Поява ВЗЗ при дії вхідного сигналу

пояснюється тим, що через резистор R_0 проходить не сума різнополярних емітерних струмів транзистора, а один із струмів (рисунок 16).

У якості резистора R_0 можна використовувати потенціометр із виводом від середньої точки, що дозволяє проводити установку нуля вихідної напруги (балансувати каскад при $U_{ВХ} = 0$) (рисунок 17).

Для паралельно – балансної схеми розрізняють чотири окремих коефіцієнти підсилення

$$K_{11} = \frac{\Delta U_{K1}}{\Delta U_{ВХ1}}; K_{12} = \frac{\Delta U_{K2}}{\Delta U_{ВХ1}}; K_{22} = \frac{\Delta U_{K2}}{\Delta U_{ВХ2}}; K_{21} = \frac{\Delta U_{K1}}{\Delta U_{ВХ2}}. \quad (85)$$

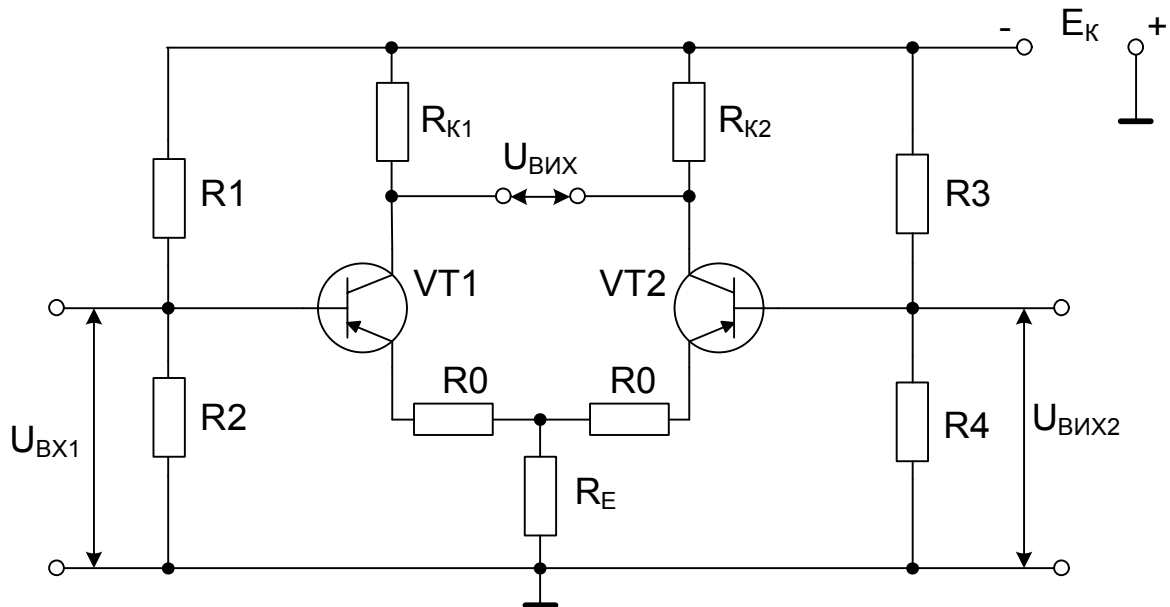


Рисунок 16 – Схема паралельно-балансного ППС з ВЗЗ за корисним сигналом

Диференціальний коефіцієнт підсилення каскаду незалежно від способу подачі вхідного сигналу дорівнює:

$$K = \frac{\Delta U_{K1} - \Delta U_{K2}}{\Delta U_{ВХ1} - \Delta U_{ВХ2}} = \frac{U_{ВХ}}{U_{ВХ}} = \frac{K_{11} \Delta U_{ВХ1} + K_{21} \Delta U_{ВХ2} - K_{22} \Delta U_{ВХ2} - K_{12} \Delta U_{ВХ1}}{\Delta U_{ВХ1} - \Delta U_{ВХ2}}. \quad (86)$$

В режимі холостого ходу

$$K_X = \frac{\beta \cdot R_K}{r_B + (r_E + R_E)(\beta + 1)}, \quad (87)$$

де β , r_b , r_e - фізичні еквівалентні параметри транзистора за схемою із спільним емітером; R_K , R_E – відповідно опори колекторного і емітерного ланцюга.

В режимі навантаження

$$K_H = K_X \frac{R_H}{R_{ВІХ} + R_H}. \quad (88)$$

Якщо R_H включено між колекторами, то

$$R_{ВІХ} \approx 2R_K. \quad (89)$$

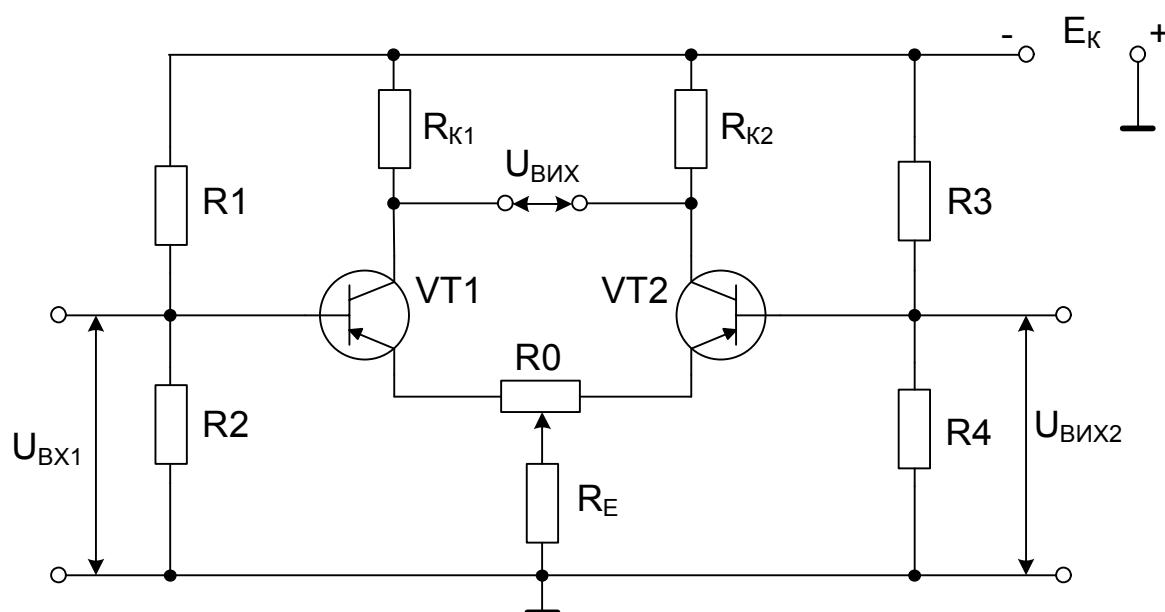


Рисунок 17 – Схема паралельно-балансного ППС із ВЗЗ за корисним сигналом та можливістю балансування

12 ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ІЗ ПЕРЕТВОРЕННЯМ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ У ЗМІННИЙ (ППС НА НЕСУЧІЙ ЧАСТОТІ)

В розглянутих вище ППС неможливо добитися ідеальної термостабілізації. Крім того, на вхід ППС із гальванічним зв'язком безперешкодно проходять низькочастотні завади.

Тому при підсиленні малих сигналів постійного струму часто застосовують підсилювачі із перетворенням постійного струму у змінний, які мають малий дрейф нуля і високий коефіцієнт підсилення [1,3,6,17,18,21].

На рисунку 18 приведена структура подібного ППС.

Вхідна постійна, або що змінюється повільно, напруга $U_{ВХ}$, за допомогою модулятора перетворюється у сигнал змінного струму (рисунок 19).

Генератор несучої частоти – це високочастотний генератор змінного сигналу з частотою в сотні - тисячі разів більшою, ніж частота $U_{ВХ}$, що змінюється повільно.



Рисунок 18 – Структура ППС на несучій частоті

В модуляторі амплітуда змінного сигналу змінюється за законом зміни $U_{ВХ}$ (рисунок 19).

Промодульований сигнал підсилюється RC-підсилювачем змінного струму, після чого поступає на вхід демодулятора, який вирішує задачу зворотну модулятору: із високочастотного підсиленого сигналу виділяє низькочастотну складову, що огинає, і формує корисний підсилений сигнал $U_{ВИХ}$.

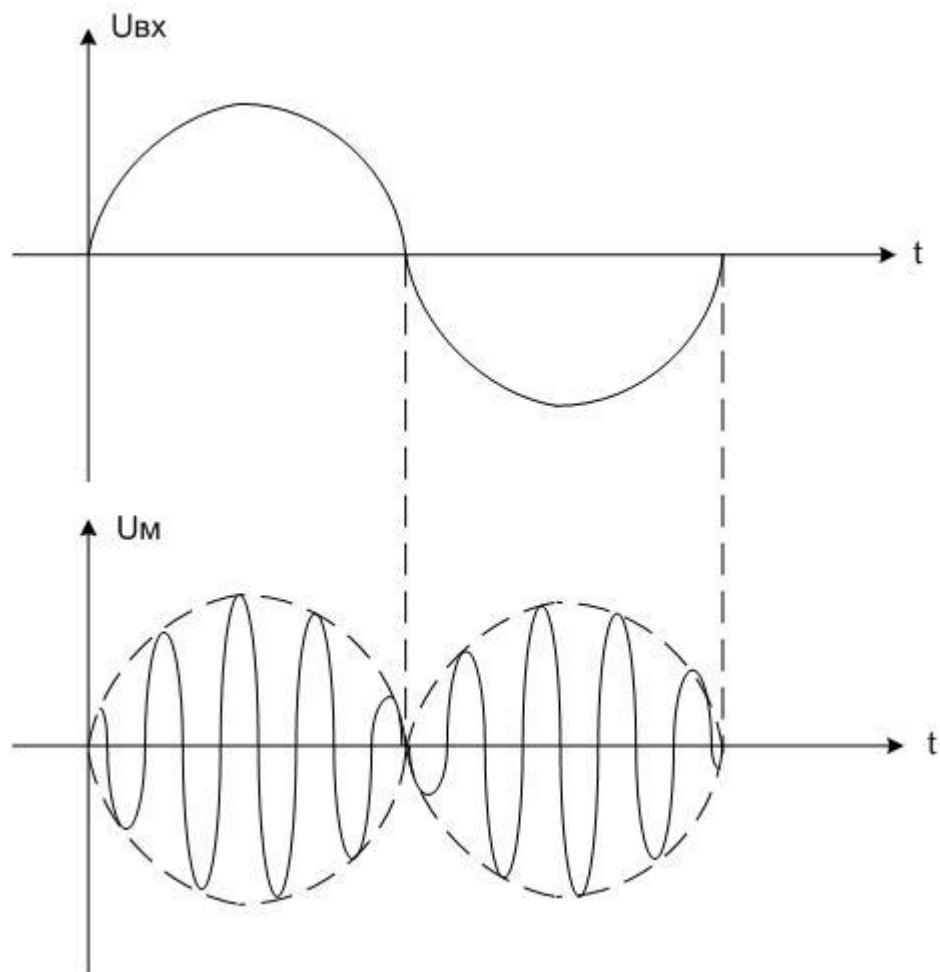


Рисунок 19 – Часові діаграми роботи модулятора

Розглянутий ППС має дуже малий дрейф нуля і при $U_{BX} = 0$, $U_{ВІХ}$ також практично дорівнює нулю, оскільки підсилювач змінного струму не має дрейфу (його нижня гранична частота більше нуля).

ПИТАННЯ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

- 1) Дайте визначення підсилювача електричних сигналів.
- 2) За рахунок чого підсилюються струм, напруга або потужність?
- 3) Назвіть види підсилювачів за призначенням.
- 4) Поясніть умови оптимального узгодження джерела вхідного сигналу та навантаження з параметрами підсилювача.
- 5) Назвіть та поясніть основні технічні параметри підсилювачів.
- 6) Наведіть та поясніть АЧХ та ФЧХ типового підсилювача.
- 7) Наведіть та поясніть види спотворень у підсилювачах.
- 8) Дайте визначення та поясніть призначення зворотних зв'язків (ЗЗ) у підсилювачах.
- 9) Як впливають ЗЗ на основні параметри підсилювачів?
- 10) Наведіть та поясніть структуру підсилювача із ЗЗ.
- 11) Які види ЗЗ є для підсилювачів корисними, а які паразитними?
- 12) Наведіть та поясніть класифікацію ЗЗ за типом приєднання кола ЗЗ до вхідних і вихідних кіл підсилювача.
- 13) Назвіть основні типи кіл ЗЗ у підсилювачах.
- 14) Назвіть способи усунення паразитних ЗЗ у підсилювачах.
- 15) Який тип ЗЗ необхідно застосувати для збільшення вхідного та зменшення вихідного опорів підсилювача.
- 16) Як розрахувати основні параметри підсилювача зі СЕ за змінним струмом?
- 17) Як змінюється фаза вхідної напруги у підсилювачі зі СК?
- 18) Назвіть основні властивості підсилювача зі СК, які визначають необхідність його застосування.
- 19) Порівняйте основні параметри підсилювачів зі СЕ, СК та СБ, які визначають їх застосування.

- 20) Назвіть елементи схем однокаскадних підсилювачів, які визначають режим роботи за постійним струмом.
- 21) Поясніть призначення роздільних конденсаторів у підсилювачах змінного струму.
- 22) Як побудувати лінію навантаження для БТ, який включений за схемою із СЕ?
- 23) Що відбувається з фазою вхідної напруги підсилювача на БТ, який включений за схемою із СЕ? Відповідь поясніть.
- 24) Назвіть основні переваги та недоліки підсилювача з фіксованим струмом бази.
- 25) Назвіть основні причини температурної нестабільності транзисторних підсилювачів та поясніть роботу елементів температурної стабілізації.

ЛІТЕРАТУРА

[1...8; 16...18; 21; 25... 27; 30; 33; 34]

ТЕМА 1.8 ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

ТЕМА 1.9 ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ

ЛЕКЦІЯ 5 ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ (ОП) ТА ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ (ПП)

1 ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

1.1 Загальна характеристика ОП

1.2 Основні параметри операційних підсилювачів

1.2.1 Коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку

1.2.2 Вхідна напруга зсуву

1.2.3 Вхідний струм зміщення

1.2.4 Вхідний струм зсуву

1.2.5 Вхідний опір

1.2.6 Вихідний опір

1.2.7 Коефіцієнт послаблення синфазних вхідних напруг

1.2.8 Коефіцієнт впливу нестабільності джерела живлення на вихідну напругу

1.2.9 Вхідна ємність

1.2.10 Струм споживання

1.2.11 Споживана потужність

1.2.12 Максимальна швидкість зростання вихідної напруги

1.2.13 Перехідна характеристика

1.2.14 Гранично допустимі значення

1.3 Режим підсумовуючої точки

1.4 Операційний підсилювач, що не інвертує

- 1.5 Операційний підсилювач, що інвертує**
- 1.6 Диференціальний операційний підсилювач**
- 1.7 Підсумовуючий ОП, що інвертує**
- 1.8 Підсумовуючий ОП, що не інвертує**
- 1.9 Операційний підсилювач, що диференціює**
- 1.10 Операційний підсилювач, що інтегрує**

2 ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ

- 2.1 Загальна характеристика**
- 2.2 Безтрансформаторні вихідні каскади**

САМОСТІЙНА РОБОТА СТУДЕНТІВ (СРС)

- 1 ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ, ЩО ЛОГАРИФМУЄ**
- 2 ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ, ЩО АНТИЛОГАРИФМУЄ**
- 3 ТРАНСФОРМАТОРНІ ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ**

ПИТАННЯ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

ЛІТЕРАТУРА

[1; 2; 5...8; 12; 15...18; 21; 24...30; 33; 34]

1 ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

1.1 Загальна характеристика ОП

Термін «операційний підсилювач» (ОП) вперше був використаний в обчислювальній техніці, де він ототожнювався із поняттям «розв'язуючий підсилювач». Із цим терміном незмінно пов'язувалась будь-яка математична операція: підсумовування, диференціювання, інтегрування і т. ін., яку підсилювач міг виконувати завдяки введенню від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) певного вигляду. У даний час зміст цього терміну істотно розширився і дещо змінився. Під «операційним підсилювачем» прийнято розуміти універсальний електронний підсилювач, який може виконувати різні функції і дозволяє без порушення його працездатності вводити ЗЗ різного типу [1,5,6,12,21,24-26,28,29]. Цей універсальний підсилювач існує у вигляді окремої інтегральної мікросхеми операційного підсилювача (ІМС ОП) або може бути частиною інтегральної мікросхеми. На рисунку 1 наведені два варіанти позначення ІМС ОП на електричних схемах.

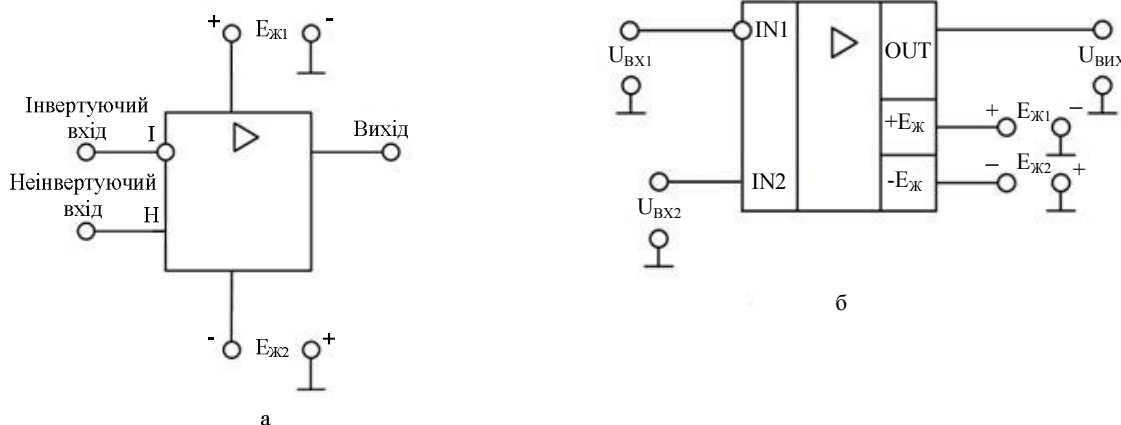


Рисунок 1 – Умовні позначення ІМС ОП на електричних схемах

У технічній документації ОП позначають прямокутником, у якого інвертуючий вхід позначають маленьким колом. За принципом дії ОП схожий із звичайним підсилювачем. Як і звичайний підсилювач, він призначений для підсилення напруги або потужності вхідного сигналу. Тоді як властивості і параметри звичайного підсилювача повністю визначені його схемою, властивості і параметри ОП визначаються переважно параметрами ланцюга ЗЗ. ОП виконують за схемою підсилювачів постійного струму із безпосереднім зв'язком між окремими каскадами із диференціальним входом і біполярним по відношенню до амплітуди підсилювального сигналу виходом. Це забезпечує нульові потенціали на вході і виході ОП за відсутності сигналів, що керують. ОП характеризується великим коефіцієнтом підсилення, високим вхідним і низьким вихідним опором. У даний час ОП виконуються, як правило, у вигляді монолітних інтегральних мікросхем, і за розмірами і ціною не відрізняються від окремо взятого транзистора. Завдяки практично ідеальним характеристикам ОП реалізація різних схем на їх основі виявляється значно простішою, ніж на окремих транзисторах. Тому ОП витісняють окремі транзистори як елементи схем у багатьох областях лінійної схемотехніки. Більшість інтегральних ОП промислового типу мають один вихід (рисунок 1). При цьому вихідна напруга $U_{ВНХ}$ знаходиться у фазі із напругою $U_{ВХ2}$ і протифазі до напруги $U_{ВХ1}$. Напруга, що безпосередньо прикладена між входами, дорівнює різниці напруг $U_{ВХ1}$ і $U_{ВХ2}$. Ця напруга дорівнює нулю, якщо $U_{ВХ1}$ і $U_{ВХ2}$ мають навіть значні, але рівні значення. Тому напруги $U_{ВХ1}$ і $U_{ВХ2}$ по відношенню до спільної точки називаються напругою загального вигляду, а їх різниця - диференціальною напругою.

Вихідна напруга ОП обчислюється за формулою

$$U_{ВНХ} = \Delta U \cdot K_{У.ІМСОП}, \quad (1)$$

де ΔU — різниця напруг між входами, яка обчислюється за формулою

$$\Delta U' = U_{BX1} - U_{BX2}, \quad (2)$$

або

$$\Delta U'' = U_{BX2} - U_{BX1}, \quad (3)$$

$K_{U.ІМСОП}$ — коефіцієнт підсилення напруги інтегральної мікросхеми ОП (ІМС ОП).

Основною характеристикою ІМС ОП є передатна характеристика, яка наведена на рисунку 2.

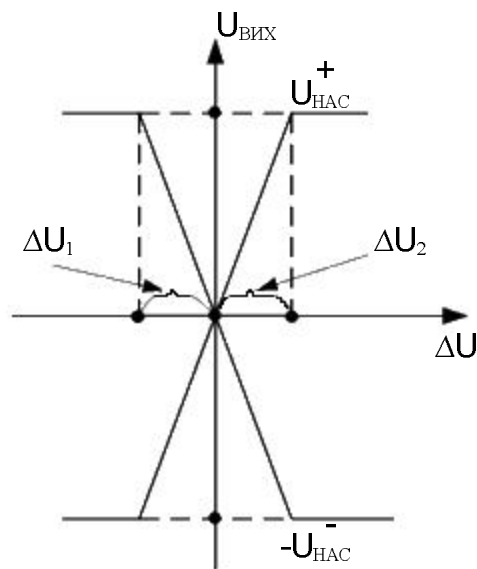


Рисунок 2 – Передатна характеристика ІМС ОП

На цьому рисунку суміщені дві передатні характеристики тієї ж самої ІМС ОП, вигляд яких залежить від того, як обчислюється ΔU :

$$\Delta U' = U_I - U_H,$$

$$\Delta U'' = U_H - U_I.$$

На рисунку 3 ці дві характеристики зображені окремо. Наведені на рисунках 2, 3 передатні характеристики ІМС ОП мають три характерні ділянки:

- лінійна ($U_{ВІХ}$ лінійно залежить від ΔU);

- насичення плюс ($U_{ВНХ} = +U_{НАС}^{+}$);
- насичення мінус ($U_{ВНХ} = -U_{НАС}^{-}$).

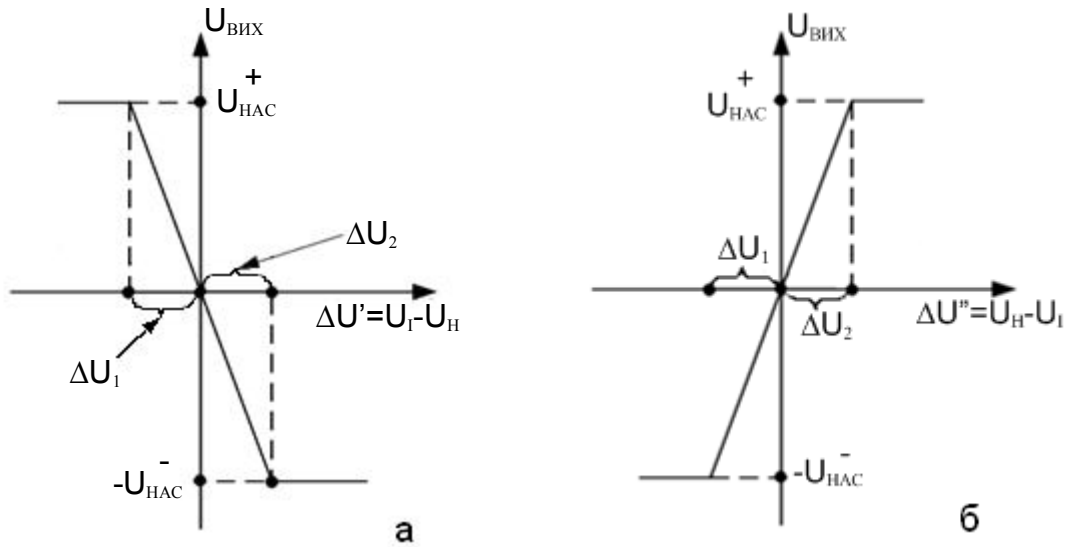


Рисунок 3 – Передатні характеристики ІМС ОП при:
а – $\Delta U' = U_I - U_H$; б – $\Delta U'' = U_H - U_I$

Значення напруг $|\Delta U_1| \approx \Delta U_2$, які відповідають границям лінійної ділянки, дуже малі

$$\Delta U_1 = \Delta U_2 = \frac{U_{НАС}^{+}}{K_{U.ІМСОП}}, \quad (4)$$

Умовні позначення на рисунку 3:

$U_{ВНХ}^{+}$ - напруга насичення плюс, величина якої залежить від напруги живлення ІМС ОП (наприклад, якщо мікросхема живеється напругами $E_{Ж1} = +15В$, а $E_{Ж2} = -15В$, то $U_{НАС}^{+} = +11В$, а $-U_{НАС}^{-} = -11В$);

$K_{U.ІМСОП}$ - коефіцієнт підсилення напруги ІМС ОП (дорівнює десяткам... сотням тисяч). Наприклад, якщо

$$U_{НАС}^{+} = 11В, \text{ а } K_{U.ІМСОП} = 10000, \text{ то } \Delta U_1 = \frac{11}{10000} = 1.1 \cdot 10^{-3} В = 1.1 мВ.$$

Лінійна ділянка передатної характеристики використовується у підсилювачах, а нелінійні відрізки - в імпульсних пристроях (компараторах, тригерах Шмітта, генераторах і т. ін.).

При використанні ІМС ОП в імпульсних пристроях вихідна напруга залежить від співвідношення потенціалів входів: І - інвертуючого на Н - неінвертуючого.

Якщо потенціал входу «І» більш додатний (менш від'ємний) відносно потенціалу на вході «Н» і різниця $\Delta U = (U_I - U_H) > (|U_1| = U_2)$, то $U_{ВИХ} = +U_{НАС}^+$.

Наприклад,

$U_I = 4B$, $U_H = 2B$, то $U_{ВИХ} = -U_{НАС}^-$; $U_I = -4B$, $U_H = -2B$, то $U_{ВИХ} = +U_{НАС}^+$.

Як правило

$$+U_{ВИХ}^+ = |-U_{НАС}^-|, \quad (5)$$

тому при посиленні на напруги насичення використовують, або $+U_{НАС}$, або $(-U_{НАС})$. Інтегральні мікросхеми операційних підсилювачів широко використовуються в сучасних електронних пристроях, тому що вони мають: високий коефіцієнт підсилення напруги (десятки ... сотні тисяч); великий вхідний опір (сотні ... тисячі кОм); малий вихідний опір (долі ... одиниці Ом); широку смугу частот пропускання (мегагерци); високий коефіцієнт придушення синфазного сигналу [1-3,5,6,12,17,25,26]. При аналізі електронних схем на ІМС ОП останню вважають ідеальною, якщо:

$$\left. \begin{aligned} -K_{У.ІМСОП} &\rightarrow \infty; \\ -R_{ВХ} &\rightarrow \infty; \\ -R_{ВИХ} &\rightarrow 0; \\ -\Delta f_{ПРОПУСКАНИЯ} &\rightarrow \infty. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

На рисунку 4 наведена спрощена структурна схема ІМС ОП.

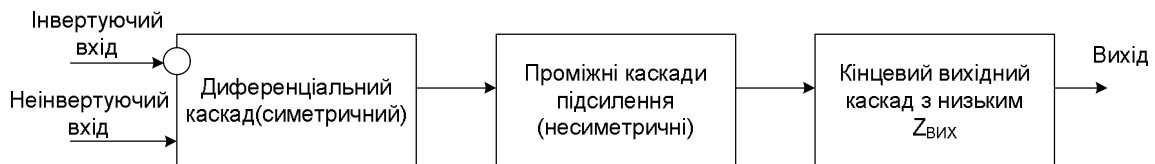


Рисунок 4 – Спрощена структура ІМС ОП

На рисунку 5 наведена спрощена принципова схема ІМС ОП [24].



Рисунок 5 – Спрощена принципова схема ІМС ОП

Наведена на рисунку 5 схема складається із трьох каскадів:

- диференційний симетричний вхідний каскад із джерелом стабільного струму, виконаний на транзисторах VT1 ... VT3;
- несиметричний проміжний каскад, виконаний на транзисторах VT4 ... VT6;
- кінцевий комплементарний вихідний каскад, який виконаний на транзисторах VT7, VT8 та виконує функцію емітерного повторювача (має дуже низький вихідний опір). На рисунку 6 наведена еквівалентна схема заміщення ІМС ОП [24].

Перший каскад операційного підсилювача – це диференціальний підсилювач. Диференціальний підсилювач має високий коефіцієнт підсилення відносно різниці вхідних сигналів і низький коефіцієнт підсилення відносно однакових сигналів, що подаються на входи одночасно (синфазні сигнали).

Синфазними сигналами називаються подані одночасно на обидва входи сигнали з однаковими фазою і амплітудою.

Крім того, диференціальний підсилювач має високий повний вхідний опір відносно будь-яких поданих на його входи сигналів.

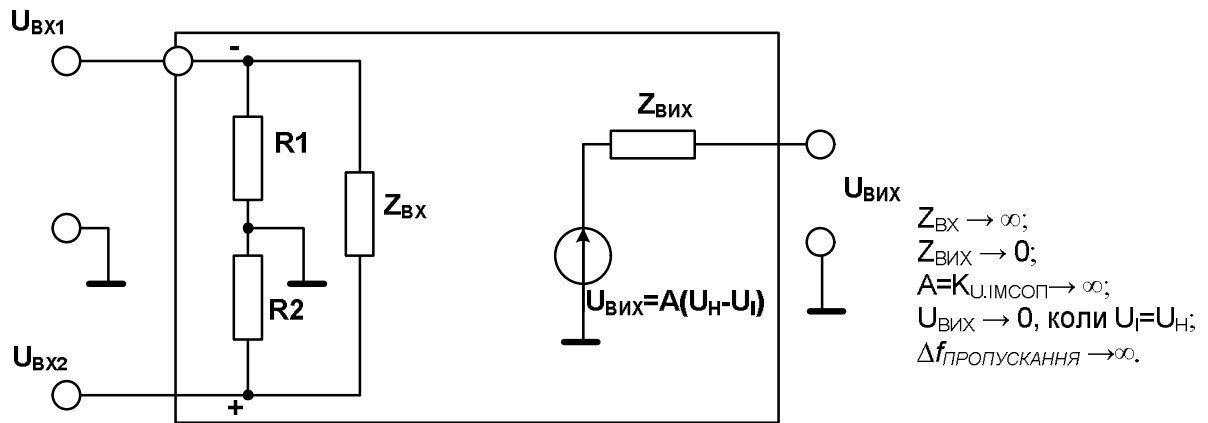


Рисунок 6 – Еквівалентна схема заміщення ІМС ОП

Вхідний каскад операційного підсилювача є найбільш важливим, оскільки саме завдяки йому визначається величина повного вхідного опору і в ньому мінімізуються чутливість до синфазних сигналів і напруги зсуву.

Напруги зсуву $U_{ЗСВ}$ – це невеликі за величиною небажані сигнали, що виникають всередині підсилювача і призводять до появи певної напруги на його вході при нульових напругах на обох входах. Причиною їх появи є неточне узгодження напруг емітер-база вхідних транзисторів.

За вхідним каскадом, як показано на рисунку 4, слідує один чи декілька проміжних каскадів. Вони забезпечують зменшення напруги спокою на виході до близької до нуля величини та підсилення за напругою і за струмом. Підсилення за напругою необхідне для отримання високого загального коефіцієнта підсилення за напругою, а підсилення за струмом — для забезпечення струму, достатнього для роботи кінцевого каскаду без того, щоб навантажувати вхідний каскад. У проміжних каскадах можуть бути використані як диференціальні, так і однополюсні схеми. Кінцевий каскад має забезпечувати низький повний вихідний опір ОП і струм, достатній для очікуваного навантаження. Крім того, цей каскад повинен мати достатньо високий повний вхідний опір, щоб не навантажувати останній із проміжних

каскадів. В якості кінцевого каскаду зазвичай використовують простий чи комплементарний емітерний повторювач.

На рисунку 5 показана спрощена принципова схема операційного підсилювача. Перш за все слід зробити декілька зауважень відносно його вхідного каскаду. Опори в ланцюгах емітерів транзисторів VT1 та VT2 підвищують повний вхідний опір першого каскаду. Струми колекторів у вхідному каскаді зазвичай невеликі, так що переходи емітер-база вхідних транзисторів мають високий опір до змінного струму, і схема може працювати при малих вхідних струмах. Зниження величини коефіцієнта підсилення в першому каскаді в результаті має бути компенсоване у проміжних каскадах. Для зниження чутливості схеми до синфазних сигналів струм емітера першого каскаду задається за допомогою джерела постійного струму. Через те, що джерело постійного струму має високий внутрішній опір $R_{вих}$, коефіцієнт підсилення диференціального підсилювача по відношенню до синфазних сигналів $A_{сф}$ виходить дуже низьким. Щоб зменшити вхідний струм, необхідний для збудження диференціального підсилювача, і підвищити його вхідний опір в якості транзисторів першого каскаду VT1 та VT2 використовують пари Дарлінгтона чи польові транзистори. Використання польових транзисторів (із р-n переходом чи МОН-транзисторів) дозволяє досягти дуже високого вхідного опору. Диференціальні підсилювачі на польових транзисторах мають більш високу вхідну напругу зсуву $U_{зсв}$, яка більше залежить від температури, ніж у підсилювачах на біполярних транзисторах, однак ці вади можуть бути зведені до мінімуму за допомогою різних ланцюгів зворотного зв'язку в середині підсилювача. Існують інтегральні схеми (IC) операційних підсилювачів, в яких для підвищення повного вхідного опору на вході використовують польові транзистори, а в інших ланцюгах підсилювача — біполярні. Використання в якості VT1 та VT2 пар Дарлінгтона також

призводить до підвищення $U_{зсв}$ та підвищення залежності його від температури.

Якщо коефіцієнт підсилення за напругою дорівнює 10 ($A_1 = 10$) для першого каскаду, 100 ($A_2 = 100$) для другого каскаду і 20 ($A_3 = 20$) для третього каскаду, то загальний коефіцієнт підсилення A є результатом множення коефіцієнтів підсилення окремих каскадів:

$$A = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 = 10 \cdot 100 \cdot 20 = 20000.$$

1.2 Основні параметри операційних підсилювачів

1.2.1 Коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку $K_{у.лмс\text{ оп}}(A)$

Коефіцієнт підсилення підсилювача при відсутності зворотного зв'язку, зазвичай дорівнює кільком десяткам тисяч. Він називається також повним коефіцієнтом підсилення за напругою.

1.2.2 Вхідна напруга зсуву $U_{зсв}$

Невеликі небажані напруги, які створюються всередині підсилювача, є причиною виникнення на виході деякої ненульової напруги при нульовій напрузі на обох входах. Це є наслідком неточного узгодження напруг емітер-база вхідних транзисторів. Зазвичай $U_{зсв}$ дорівнює кільком мілівольтам. Напругу $U_{зсв}$ називають вхідною, тому що визначають її через напругу, яку необхідно подати на вхід, щоб на виході встановилася напруга 0 В.

1.2.3 Вхідний струм зміщення $I_{зм}$

Струм на входах підсилювача, необхідний для роботи вхідного

каскаду операційного підсилювача (струм бази, який повинен бути забезпечений для вхідного транзистора).

1.2.4 Вхідний струм зсуву $I_{зсв}$

Різниця струмів зміщення необхідних для двох вхідних транзисторів операційного підсилювача. З'являється внаслідок неточного узгодження коефіцієнтів підсилення за струмом (β) вхідних транзисторів. Якщо $I_{зМ1}$ - струм, необхідний для живлення бази вхідного транзистора на інвертуючому вході, а $I_{зМ2}$ - струм, необхідний для живлення бази вхідного транзистора на неінвертуючому вході, то $I_{зсв} = I_{зМ1} - I_{зМ2}$. Вхідний струм зсуву змінюється приблизно так, як вхідна напруга, тому струм зсуву є змінною величиною. Зазвичай $I_{зсв}$ лежить у діапазоні від кількох одиниць до кількох сотень наноампер.

1.2.5 Вхідний опір $R_{вх}$

Опір підсилювача відносно до вхідного сигналу. Як правило, $R_{вх}$ перевищує один мегаом, але може досягати і кількох сотень МОм.

Потрібно розрізняти диференціальний вхідний опір, тобто опір між обома вхідними виводами, та синфазний вхідний опір, тобто опір між об'єднаними обома виводами входів та землею. В описах мікросхем зазвичай не вказується, який з цих параметрів мають на увазі, і пишуть просто $R_{вх}$.

1.2.6 Вихідний опір $R_{вих}$

Внутрішній опір підсилювача, про який можна судити із напруги на його виході. Зазвичай $R_{вих}$ не перевищує кількох сотень Ом.

1.2.7 Коефіцієнт послаблення синфазних вхідних напруг

Характеризує здатність ослаблювати (не підсилювати) однакові сигнали, що прикладені до обох входів одночасно.

1.2.8 Коефіцієнт впливу нестабільності джерела живлення на вихідну напругу

Показує зміну вихідної напруги при зміні напруги живлення ($+E_{ж1}$ та $-E_{ж2}$ одночасно) на 1В. Зазвичай дається у мікрвольтах на вольт.

1.2.9 Вхідна ємність (C_{BX})

Вхідна ємність (C_{BX}) є ємністю між вхідними виводами і землею.

1.2.10 Струм споживання

Струм споживання це струм спокою (без навантаження), що споживає операційний підсилювач.

1.2.11 Споживана потужність

Споживана потужність це потужність, що розсіюється операційним підсилювачем без навантаження.

1.2.12 Максимальна швидкість зростання вихідної напруги

Максимальна швидкість зростання вихідної напруги це максимальна швидкість зміни вихідної напруги, що дана у вольтах на мікросекунду.

1.2.13 Перехідна характеристика

Перехідна характеристика відображає сигнал на виході операційного підсилювача при подачі на його вхід сходинки напруги. Час наростання та величина викиду вихідної напруги даються для стандартної зміни вхідної напруги.

1.2.14 Гранично допустимі значення

Сюди відносять такі параметри, як максимальна потужність, що розсіюється, робочий діапазон температур, максимальна напруга живлення, максимальна різниця вхідних напруг (між інвертуючим і неінвертуючим входами), максимальна напруга синфазних вхідних сигналів та інтервал температур зберігання. Перевищення цих граничних значень призводить до пошкодження операційного підсилювача.

Ряд виробників включає у специфікації своїх операційних підсилювачів графіки багатьох параметрів. Сюди можуть відноситися залежності $U_{ВИХ.МАКС}$ від R_H , $U_{ВИХ.МАКС}$ від напруги живлення, $U_{ЗСВ}$ та $I_{ЗМ}$ від температури. Уважне вивчення специфікацій операційних підсилювачів є необхідним для їх успішного використання. Найбільш суттєві параметри, такі як $U_{ЗСВ}$ та A , зазвичай даються при максимальній та мінімальній робочих температурах, а також при кімнатній температурі.

1.3 Режим підсумовуючої точки

Два входи підсилювача часто називають точкою підсумовування [24]. Режим цих двох входів визначається малими струмами зсуву і різницею напруг між входами, дуже малою у порівнянні із напругою у будь-яких інших точках схеми, коли підсилювач використовується у схемі зі зворотним зв'язком. Це обумовлено високим коефіцієнтом підсилення операційного

підсилювача при розімкненому ланцюзі зворотного зв'язку. Наприклад, при вихідній напрузі 15В і коефіцієнті підсилення без зворотного зв'язку 10 000 напруга між входними виводами ($U_{\text{д}}$ на рисунку 7) дорівнює $U_{\text{вих}}/K_{U.\text{МСОП}}$, тобто 15В/10000, чи 1,5мВ. Важливо зазначити, що вихідна напруга визначається лише малою напругою між входними виводами (і нічим іншим). Оскільки коефіцієнт підсилення операційного посилювача без зворотного зв'язку дуже великий, ця входна напруга має бути дуже малою.

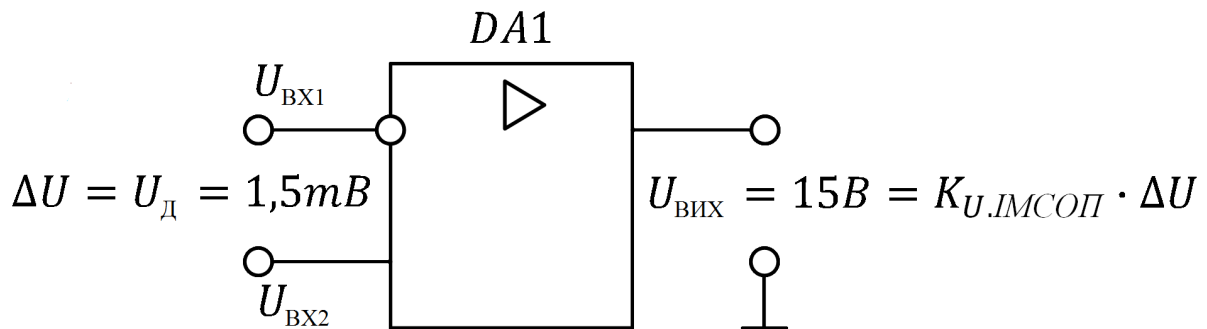


Рисунок 7 – Співвідношення вхід-вихід в ІМС ОП

1.4 Операційний підсилювач, що не інвертує

Схема операційного підсилювача, що не інвертує, наведена на рисунку 8.

Коефіцієнт підсилення цього підсилювача визначається виразом, виведення якого надане нижче.

Вважатимемо, що ІМС ОП (DA1) близька до ідеальної. Тоді:

$$K_{U.\text{МСОП}} \rightarrow \infty; \quad (7)$$

$$R_{\text{BX}} \rightarrow \infty; \quad (8)$$

$$R_{\text{ВНХ}} \rightarrow 0. \quad (9)$$

Вихідна напруга підсилювача визначається виразом:

$$U_{\text{ВНХ}} = U_{\text{зз}} + \Delta U + U_{\text{ВХ}} = I_{\text{зз}} \cdot R_2 + \Delta U + U_{\text{ВХ}}. \quad (10)$$

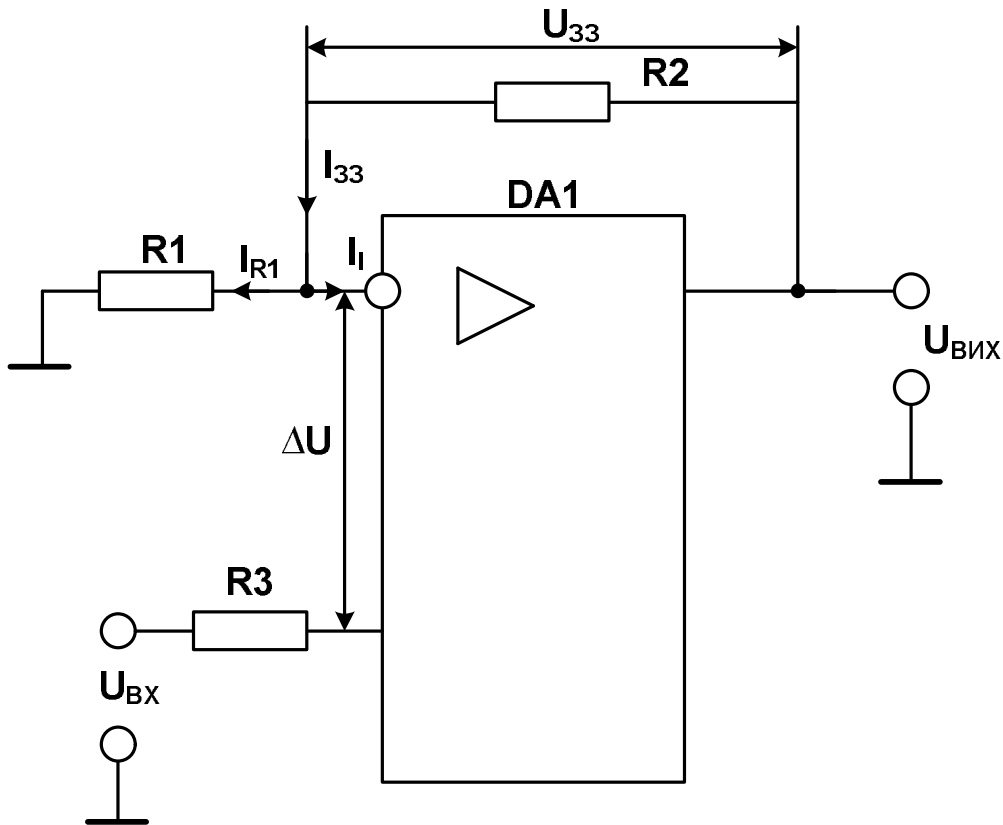


Рисунок 8 – Схема підсилювача, що не інвертує

При виконанні (7) та за умови, що підсилювач працює у лінійному режимі, $\Delta U \rightarrow 0$, тоді (10) матиме вигляд:

$$U_{ВІХ} = U_{33} + U_{BX} = I_{33} \cdot R2 + U_{BX} . \quad (11)$$

Оскільки при виконанні умови (8), струм $I_I \rightarrow 0$, то $I_{33} \rightarrow I_{R1}$.

Підставляючи останній в (11) отримаємо

$$U_{ВІХ} = I_{R1} \cdot R2 + U_{BX} . \quad (12)$$

Для визначення значення I_{R1} запишемо вираз, що пов'язує U_{BX} , ΔU ,

U_{R1} :

$$U_{BX} = \Delta U + U_{R1} = \Delta U + I_{R1} \cdot R1 . \quad (13)$$

Останнє з урахуванням (7) та за умови, що підсилювач працює у лінійному режимі, $\Delta U \rightarrow 0$, прийме вигляд:

$$U_{BX} = I_{R1} \cdot R1 . \quad (14)$$

Звідси отримаємо $I_{R1} = \frac{U_{BX}}{R1}$. Підставляючи його у (12), запишемо:

$$U_{ВНХ} = \frac{U_{ВХ}}{R1} \cdot R2 + U_{ВХ} = U_{ВХ} \left(1 + \frac{R2}{R1}\right). \quad (15)$$

Звідси коефіцієнт підсилення:

$$K_U = \frac{U_{ВНХ}}{U_{ВХ}} = 1 + \frac{R2}{R1}. \quad (16)$$

Якщо $R2 = 0$, а $R1 = \infty$, то $K_U = 1$. При цьому схема, що розглядається, має вигляд, наведений на рисунку 9, та виконує функцію повторювача напруги, коли $U_{ВНХ} = U_{ВХ}$.

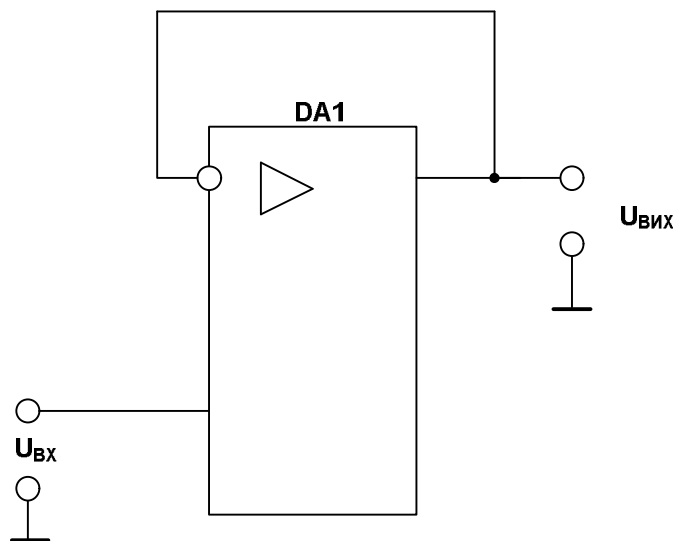


Рисунок 9 – Схема повторювача напруги, що не інвертує

В свою чергу значення резистора $R3$ розраховується за формулою:

$$R3 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}. \quad (17)$$

Задаючи значення резистора $R1$, із формули (16) отримаємо вираз для розрахунку $R2$ за відомим значенням коефіцієнта підсилення K_U :

$$R2 = (K_U - 1)R1. \quad (18)$$

1.5 Операційний підсилювач, що інвертує

Схема операційного підсилювача, що інвертує, наведена на рисунку

10.

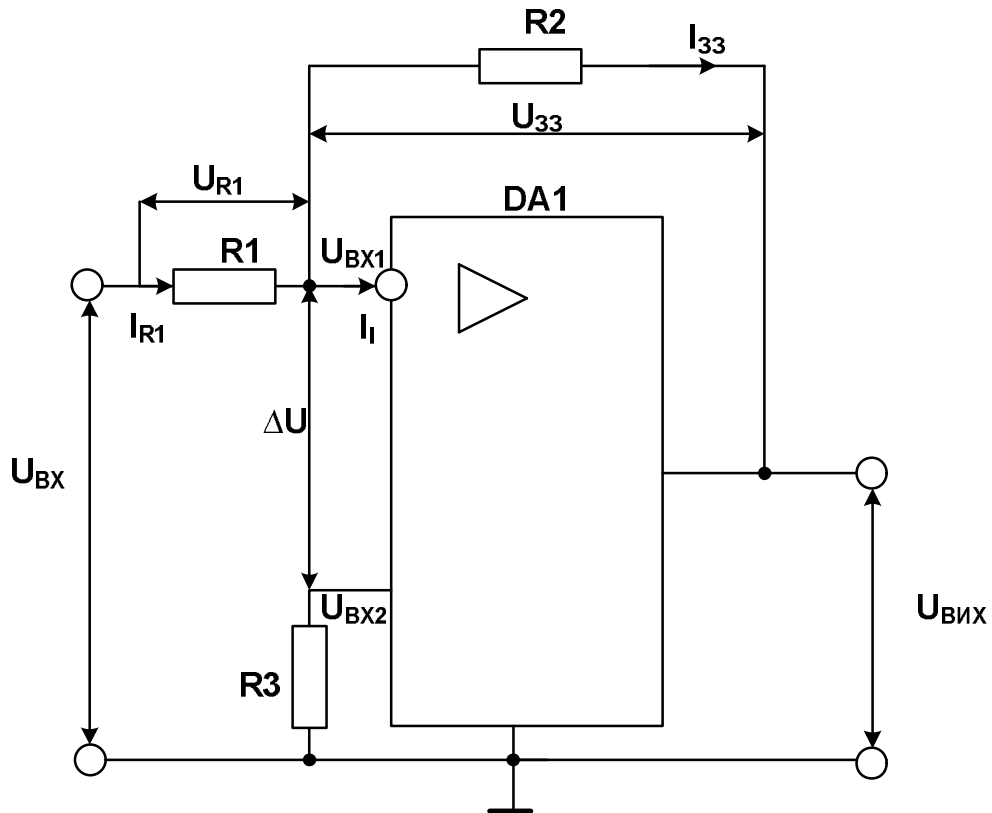


Рисунок 10 – Схема операційного підсилювача, що інвертує

Якщо ІМС ОП вважати ідеальною $K_{U.ІМСОП} \rightarrow \infty, R_{BX} \rightarrow \infty, R_{ВИХ} \rightarrow 0$, то при роботі у лінійному режимі різниця потенціалів між його входами (диференціальний вхідний сигнал) прямує до нуля:

$$\Delta U = U_{BX1} - U_{BX2} = \frac{U_{ВИХ}}{K_{U.ІМСОП}} \approx 0. \quad (19)$$

Як показано на рисунку 10, вхід, що не інвертує вхідний сигнал, з'єднаний із спільною шиною (землею). Тому потенціал інвертуючого входу також близький до потенціалу спільної (нульової) шини. Вхідна напруга U_{BX} підсилювача поєднана із напругами U_{R1} та ΔU виразом

$$U_{BX} = U_{R1} + \Delta U. \quad (20)$$

Оскільки при $K_{U.ІМСОП} \rightarrow \infty, \Delta U \rightarrow 0$, тоді

$$U_{BX} = U_{R1}. \quad (21)$$

Напруга U_{R1} визначається за формулою

$$U_{R1} = I_{R1} \cdot R1. \quad (22)$$

В свою чергу

$$I_{R1} = I_{33} + I_I . \quad (23)$$

Якщо вважати, що R_{BX} ІМС ОП дуже великий ($R_{BX} \rightarrow \infty$), $I_I \approx 0$, то

$$I_{R1} = I_{33} ; \quad (24)$$

$$U_{R1} = I_{33} \cdot R1 ; \quad (25)$$

$$U_{BX} = I_{33} \cdot R1 ; \quad (26)$$

$$I_{33} = \frac{U_{33}}{R2} ; \quad (27)$$

$$U_{BX} = \frac{U_{33} \cdot R1}{R2} . \quad (28)$$

Для визначення напруги зворотного зв'язку U_{33} запишемо

$$\Delta U = U_{33} + U_{BHX} . \quad (29)$$

За умови, що $\Delta U \approx 0$ ($K_{U.ІМСОП} \rightarrow \infty$), отримаємо

$$U_{33} = -U_{BHX} ;$$

$$U_{BX} = -\frac{U_{BHX} \cdot R1}{R2} ;$$

$$U_{BHX} = -\frac{U_{BX} \cdot R2}{R1} = K_U \cdot U_{BX} , \quad (30)$$

$$\text{де } K_U = -\frac{R2}{R1} .$$

Знак «мінус» у наведеній формулі вказує на те, що вихідна напруга U_{BHX} знаходиться у протифазі до вхідної напруги U_{BX} . Якщо $R2 = R1$, тоді $K_U = -1$, а наведена на рисунку 10 схема стає повторювачем напруги, що інвертується.

1.6 Диференціальний операційний підсилювач

Схема диференціального операційного підсилювача наведена на рисунку 11.

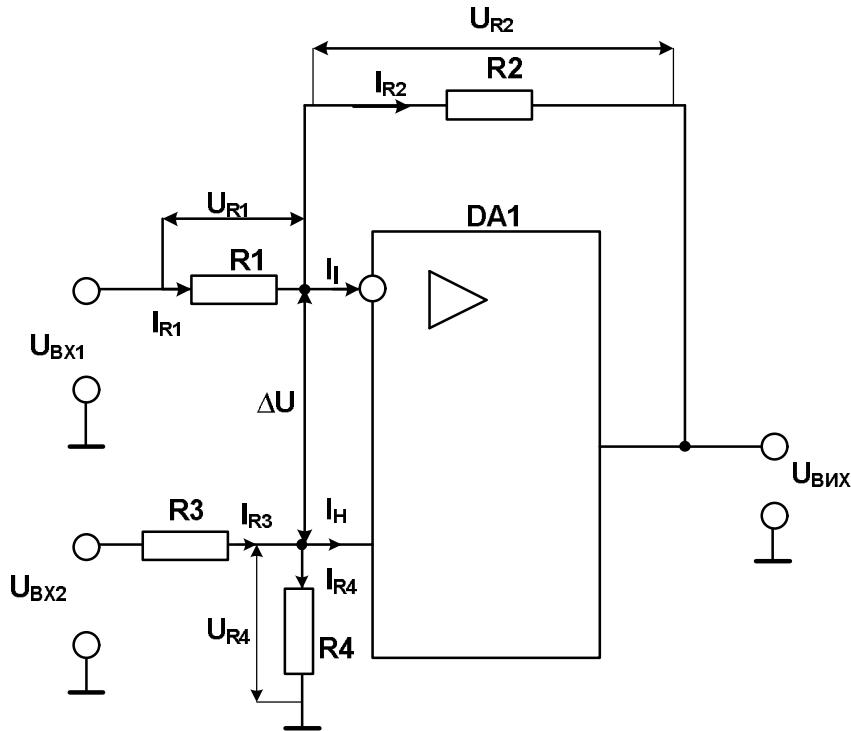


Рисунок 11 – Схема диференціального операційного підсилювача

Наведена схема являє собою сполучення розглянутих вище операційних підсилювачів (того, що не інвертує (підрозділ 1.4), та того, що інвертує (підрозділ 1.5)) та призначена для підсилення різниці напруг: $U_{BX2} - U_{BX1}$.

Наведемо логічну послідовність формул, за допомогою яких отримаємо остаточний вираз, який пов'яже вихідну напругу $U_{ВИХ}$ із різницею вхідних напруг. Будемо вважати, що ІМС ОП ідеальна, тобто $K_{U.ІМСОП} \rightarrow \infty; R_{BX} \rightarrow \infty; R_{ВИХ} \rightarrow 0$.

Тоді:

$$I_{R1} = I_{R2} + I_I \approx I_{R2} (I_I \rightarrow 0, \text{якщо } R_{BX} \rightarrow \infty); \quad (31)$$

$$I_{R3} = I_{R4} + I_H \approx I_{R4} (I_H \rightarrow 0, \text{якщо } R_{BX} \rightarrow \infty); \quad (32)$$

$$I_{R1} = \frac{U_{R1}}{R1}; \quad (33)$$

$$U_{BX1} = U_{R1} + \Delta U + U_{R4} = U_{R1} + U_{R4} (\Delta U \rightarrow 0, \text{якщо } K_{U.ІМСОП} \rightarrow \infty); \quad (34)$$

$$U_{R1} = U_{BX1} - U_{R4}; \quad (35)$$

$$I_{R1} = \frac{U_{BX1} - U_{R4}}{R1}; \quad (36)$$

$$I_{R2} = \frac{U_{R2}}{R2}; \quad (37)$$

$$U_{R4} = \Delta U + U_{R2} + U_{BHX} = U_{R2} + U_{BHX} (\Delta U \rightarrow 0, \text{ якщо } K_{U.IMCOП} \rightarrow \infty); \quad (38)$$

$$U_{R2} = U_{R4} - U_{BHX}; \quad (39)$$

$$I_{R2} = \frac{U_{R4} - U_{BHX}}{R2}; \quad (40)$$

$$I_{R1} = I_{R2}; \quad \frac{U_{BX1} - U_{R4}}{R1} = \frac{U_{R4} - U_{BHX}}{R2}; \quad (41)$$

$$R2 \cdot (U_{BX1} - U_{R4}) = R1 \cdot (U_{R4} - U_{BHX}); \quad (42)$$

$$R1 \cdot U_{BHX} = R1 \cdot U_{R4} + R2 \cdot U_{R4} - R2 \cdot U_{BX1}; \quad (43)$$

$$U_{BHX} = U_{R4} \left(\frac{R1 + R2}{R1} \right) - \frac{R2}{R1} \cdot U_{BX1}; \quad (44)$$

$$U_{R4} = \frac{U_{BX2} \cdot R4}{R3 + R4}; \quad (45)$$

$$U_{BHX} = \frac{U_{BX2} \cdot R4}{R3 + R4} \left(\frac{R1 + R2}{R1} \right) - \frac{R2}{R1} \cdot U_{BX1}. \quad (46)$$

Якщо $R1 = R3$; $R2 = R4$, тоді

$$\begin{aligned} U_{BHX} &= \frac{U_{BX2} \cdot R2}{R1 + R2} \left(\frac{R1 + R2}{R1} \right) - \frac{R2}{R1} \cdot U_{BX1} = U_{BX2} \cdot \frac{R2}{R1} - U_{BX1} \cdot \frac{R2}{R1} = \\ &= \frac{R2}{R1} (U_{BX2} - U_{BX1}) = K_U (U_{BX2} - U_{BX1}), \end{aligned} \quad (47)$$

де $K_U = \frac{R2}{R1}$.

Якщо $U_{BX2} > U_{BX1}$, тоді $U_{BHX} > 0$, $U_{BX2} < U_{BX1}$, тоді $U_{BHX} < 0$.

Значення резисторів $R1$, $R3$ - десятки кОм, резисторів $R2$, $R4$ - сотні кОм.

Наприклад, якщо $R1 = R3 = 20$ кОм; $R2 = R4 = 100$ кОм, тоді

$$K_U = \frac{R2}{R1} = \frac{100}{20} = 5.$$

1.7 Підсумовуючий ОП, що інвертує

Схема операційного підсилювача, який виконує функцію суматора, що інвертує, наведена на рисунку 12. Вираз, який пов'язує вихідну напругу $U_{ВХ}$ із вхідними напругами $U_{ВХ1}$ та $U_{ВХ2}$, отримаємо за методикою, що описана при розгляданні схем операційних підсилювачів, наведених вище.

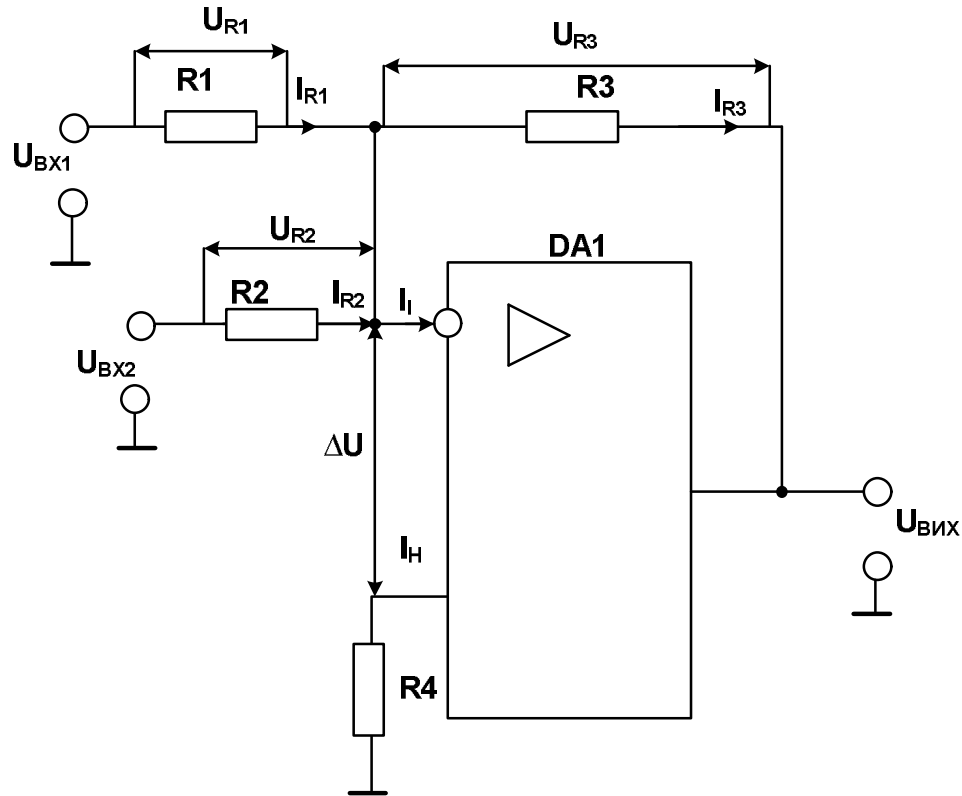


Рисунок 12 – Схема суматора, що інвертує

Будемо вважати, що ІМС ОП - ідеальна: $K_{U.ІМСОП} \rightarrow \infty$; $R_{BX} \rightarrow \infty$;

$R_{ВХ} \rightarrow 0$, тоді:

$$I_{R1} + I_{R2} = I_{R3} + I_I = I_{R3} (I_I \rightarrow 0, \text{ якщо } R_{BX} \rightarrow \infty); \quad (48)$$

$$I_{R1} = \frac{U_{R1}}{R1}; \quad (49)$$

$$U_{R1} = U_{BX1} - \Delta U = U_{BX1} (\Delta U \rightarrow 0, \text{ якщо } K_{U.ІМСОП} \rightarrow \infty); \quad (50)$$

$$I_{R2} = \frac{U_{R2}}{R2}; \quad (51)$$

$$U_{R2} = U_{BX2} - \Delta U = U_{BX2} (\Delta U \rightarrow 0, \text{ якщо } K_{U.ІМСОП} \rightarrow \infty); \quad (52)$$

$$I_{R1} = \frac{U_{BX1}}{R1}; I_{R2} = \frac{U_{BX2}}{R2}; \quad (53)$$

$$\Delta U = U_{R3} + U_{BHX}; U_{R3} = -U_{BHX} (\Delta U \rightarrow 0, K_{U.ИМСОП} \rightarrow \infty); \quad (54)$$

$$I_{R3} = \frac{U_{R3}}{R3} = -\frac{U_{BHX}}{R3}; \quad (55)$$

$$\frac{U_{BX1}}{R1} + \frac{U_{BX2}}{R2} = -\frac{U_{BHX}}{R3}. \quad (56)$$

Якщо $R1 = R2 = R$, тоді

$$U_{BHX} = -\frac{R3}{R}(U_{BX1} + U_{BX2}) = K_U(U_{BX1} + U_{BX2}), \text{ де } K_U = -\frac{R3}{R}. \quad (57)$$

Якщо $R3 = R1 = R2 = R$, тоді

$$U_{BHX} = -(U_{BX1} + U_{BX2}). \quad (58)$$

Щоб отримати значення $K_U > 1$, резистори $R1 = R2$ повинні мати значення десятки кОм, а $R3$ — сотні кОм.

Значення резистора $R4$ розраховують за формулою

$$R4 = \frac{R3 \cdot \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}}{R3 + \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}}. \quad (59)$$

Для того щоб схема виконувала функцію усереднення вхідних напруг, необхідно виконати умову

$$\left. \begin{aligned} R1 = R2 = \dots = Rn \\ R3 = \frac{R1}{n} \end{aligned} \right\}, \quad (60)$$

де n - число входів.

Тоді

$$U_{BHX} = -\frac{(U_{BX1} + U_{BX2} + \dots + U_{BXn})}{n}. \quad (61)$$

1.8 Підсумовуючий ОП, що не інвертує

Схема операційного підсилювача, який виконує функцію суматора, що не інвертує, наведена на рисунку 13. Вираз, який пов'язує вихідну

напругу $U_{ВНХ}$ із вхідними напругами U_1 та U_2 , отримаємо за методикою, що описана при розгляданні схем операційних підсилювачів, наведених вище.

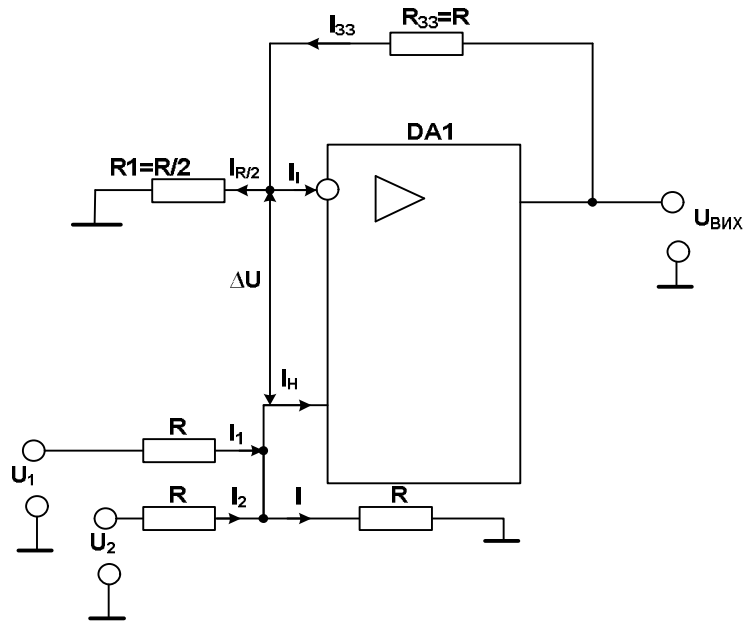


Рисунок 13– Схема операційного підсилювача, який виконує функцію суматора, що не інвертує

Будемо вважати, що ІМС ОП - ідеальна, тоді:

$K_{U.ІМСОП} \rightarrow \infty$; $R_{ВХ} \rightarrow \infty$; $R_{ВНХ} \rightarrow 0$, тоді:

$$I_1 + I_2 = I; I_1 = \frac{U_1 - U_H}{R}; I_2 = \frac{U_2 - U_H}{R}; \quad (62)$$

$$I = \frac{U_H}{R}; \frac{U_1 - U_H}{R} + \frac{U_2 - U_H}{R} = \frac{U_H}{R}; \quad (63)$$

$$U_1 + U_2 = 3 \cdot U_H; \quad (64)$$

$U_H = U_I$, якщо $\Delta U \rightarrow 0$, за умови, що $K_{U.ІМСОП} \rightarrow \infty$;

$$U_H = I_{\frac{R}{2}} \cdot \frac{R}{2}; \quad (65)$$

$$I_{\frac{R}{2}} = I_{33} (I_I \rightarrow 0, \text{ якщо } R_{ВХ} \rightarrow \infty); \quad (66)$$

$$I_{33} = \frac{U_{ВНХ}}{R + \frac{R}{2}} = \frac{U_{ВНХ} \cdot 2}{3 \cdot R}; \quad (67)$$

$$U_1 = \frac{U_{BHX} \cdot 2}{3 \cdot R} \cdot \frac{R}{2} = \frac{U_{BHX}}{3}; \quad (68)$$

$$U_1 + U_2 = 3 \cdot \frac{U_{BHX}}{3} = U_{BHX}. \quad (69)$$

У загальному випадку, якщо кількість входів дорівнює n , тоді

$$R_1 = \frac{R_{33}}{n} = \frac{R}{n}, \text{ а}$$

$$U_{BHX} = (U_1 + U_2 + \dots + U_n). \quad (70)$$

1.9 Операційний підсилювач, що диференціює

Схема операційного підсилювача, що диференціює, наведена на рисунку 14.

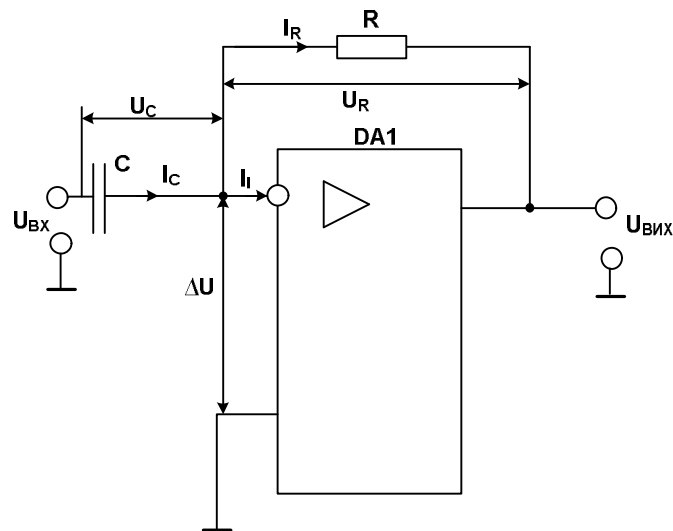


Рисунок 14 – Схема операційного підсилювача, що диференціює

Будемо вважати, що ІМС ОП є ідеальною:

$$-K_{U.ІМСОП} \rightarrow \infty; \quad (71)$$

$$-R_{BX} \rightarrow \infty; \quad (72)$$

$$-R_{BHX} \rightarrow 0. \quad (73)$$

Різниця напруг між інвертуючим (І) та не інвертуючим (Н) входом $\Delta U = U_{BHX} / K_{U.ІМСОП}$ при виконанні умови (71) у межах лінійної ділянки передатної характеристики ІМС ОП приблизно дорівнює нулю. Струм, що

надходить на інвертуючий вхід ІМС ОП, дорівнює нулю за умови, що $R_{BX} \rightarrow \infty$.

Струм, який проходить скрізь конденсатор

$$I_C = C \cdot \frac{dU_C}{dt}. \quad (74)$$

Напруги ΔU , U_R та U_{BHX} пов'язані співвідношенням

$$\Delta U = U_R + U_{BHX}. \quad (75)$$

При $\Delta U = 0$ ($K_{U.IМСОП} \rightarrow \infty$)

$$U_{BHX} = -U_R. \quad (76)$$

У свою чергу

$$U_R = I_R \cdot R; \quad (77)$$

$$I_R = I_C (I_I \rightarrow 0, \text{ коли } R_{BX} \rightarrow \infty); \quad (78)$$

$$U_R = I_C \cdot R = R \cdot C \frac{dU_C}{dt}; \quad (79)$$

$$U_{BHX} = -RC \frac{dU_C}{dt} = -\tau_{\text{диф}} \frac{dU_C}{dt} = -\tau_{\text{диф}} \frac{dU_{BX}}{dt}, \quad (80)$$

де $\tau_{\text{диф}} = RC$ - стала часу; $U_{BX} = U_C$ ($\Delta U = 0$ ($K_{U.IМСОП} \rightarrow \infty$)).

Отже, якщо ІМС ОП є ідеальною, то розглянута схема на його основі виконує точне диференціювання вхідного сигналу і похибка дорівнює нулю. Знак «мінус» у виразі (80) показує, що вихідна напруга протифазна вхідній.

1.10 Операційний підсилювач, що інтегрує

Як активний елемент інтегруючих кіл (ІК) широко використовуються інтегральні мікросхеми операційних підсилювачів (ІМС ОП). Принципова схема активного ІК на ІМС ОП показана на рисунку 15. Будемо вважати, що ІМС ОП є ідеальною:

$$-K_{U.IМСОП} \rightarrow \infty; \quad (81)$$

$$-R_{BX} \rightarrow \infty; \quad (82)$$

$$-R_{BHX} \rightarrow 0. \quad (83)$$

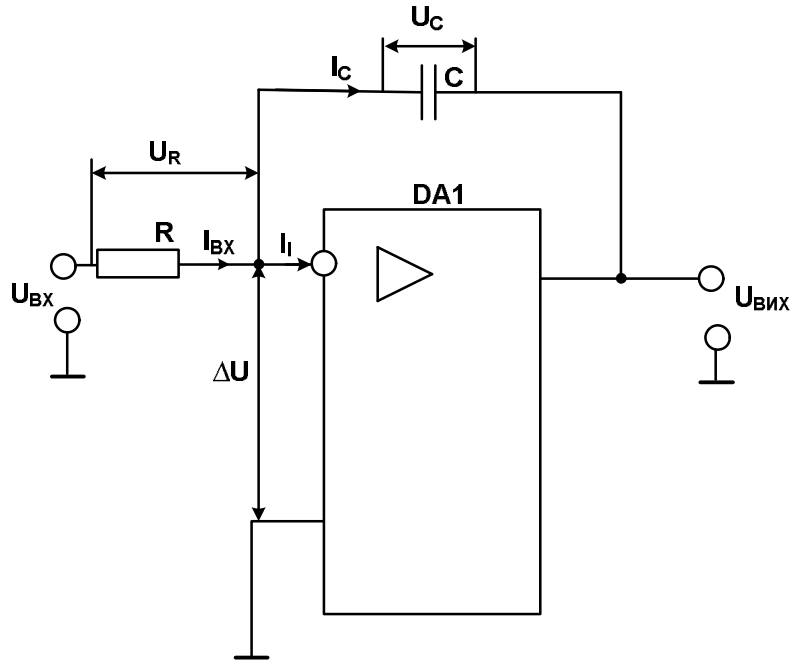


Рисунок 15 – Схема операційного підсилювача, що інтегрує

Різниця між інвертуючим (І) та неінвертуючим (Н) входами

$$\Delta U = \frac{U_{BHX}}{K_{U.ИМСОП}} \text{ при виконанні умови (81) у межах лінійної ділянки передатної}$$

характеристики ІМС ОП приблизно дорівнює нулю. Струм, який надходить на інвертуючий вхід ІМС ОП дорівнює нулю за умови, що $R_{BX} \rightarrow \infty$. Напруга на конденсаторі

$$U_C = \frac{1}{C} \int_0^t I_C dt. \quad (84)$$

Оскільки струм $I_{BX} = I_C$, а також $I_{BX} = \frac{U_{BX} - \Delta U}{R} = \frac{U_{BX}}{R}$, то

$$U_C = \frac{1}{C} \int \frac{U_{BX}}{R} dt = \frac{1}{RC} \int_0^t U_{BX} dt. \quad (85)$$

Оскільки виконуються умови $\Delta U \approx 0$ та $U_C + U_{BHX} = \Delta U$, то одержимо

$$U_{\text{вих}} = -U_C = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{вх}} dt = -\frac{1}{\tau_{\text{ИТ}}} \int_0^t U_{\text{вх}} dt, \quad (86)$$

де $\tau_{\text{ИТ}} = RC$ - стала часу.

Отже, якщо ІМС ОП вважати ідеальною, то ІК на його основі виконує точне інтегрування вхідного сигналу і похибка дорівнює нулю. Знак «мінус» у виразі (86) вказує, що вихідна напруга протифазна вхідній, яка подається на вхід ІМС ОП, що інвертує.

2 ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ

2.1 Загальна характеристика

Підсилювачами потужності називають вихідні (кінцеві) підсилювальні каскади, призначені для передачі споживачеві заданої або максимально можливої потужності при високому коефіцієнті корисної дії (ККД) і допустимих рівнях частотних і нелінійних спотворень. Вихідні каскади, як правило, працюють в режимі підсилення великих сигналів і їх найважливішими показниками є: потужність, що віддається у навантаження (коефіцієнт підсилення за потужністю), ККД, рівень нелінійних спотворень підсилювального сигналу. Рівень нелінійних спотворень і ККД підсилювача істотно залежать від початкового положення робочої точки, тому необхідно, строго дотримуватись режиму роботи підсилювача потужності за постійним струмом. Слід враховувати, що нелінійні спотворення підсилювача в режимі великого сигналу обумовлюються не тільки нелінійністю вхідних характеристик, але й нелінійністю вихідних. Мінімально можливий рівень нелінійних спотворень можна забезпечити у режимі класу А, а максимально можливий ККД – у режимі В або АВ.

Рівень потужності, що віддається вихідним підсилювальним каскадом у навантаження, залежить від співвідношення вихідного опору підсилювача і опору навантаження. Максимальна потужність у навантаженні виходить за умови рівності названих опорів. Проте вихідний опір підсилювача може істотно відрізнятись від опору навантаження. Цю суперечність можна вирішити шляхом використання вихідного трансформатора, що погоджує.

Вихідні каскади проектують в одно- і двотактному виконанні. Однотактні каскади зазвичай працюють в режимі класу А, двотактні – в режимі класу В або АВ. Зі всіх варіантів двотактна схема в режимі класу В найбільш економічна і забезпечує відносно великі рівні вихідної потужності. Однотактна схема застосовується при досить малих вихідних потужностях. Існують безтрансформаторні та трансформаторні ПП [1,3,21,26,30,33].

2.2 Безтрансформаторні вихідні каскади

Тенденція до мікромініатюризації пристроїв промислової електроніки призвела до розробки двотактних підсилювачів потужності із безтрансформаторним виходом. Особливо небажано, а в деяких типах схем повністю виключається застосування трансформаторних вихідних каскадів в інтегральній схемотехніці. Відсутність частотно-залежних елементів в ланцюгах зв'язку між каскадами дозволяє вводити глибокі спільні від'ємні зворотні зв'язки (ВЗЗ) як за змінним, так і за постійним струмом, що істотно покращує характеристики всього пристрою. Безтрансформаторні потужні вихідні каскади виконують в основному за двотактними схемами на транзисторах, що працюють в режимі В або АВ і включені за схемами із СЕ і СК. В цих схемах можливе поєднання в одному каскаді або однакових транзисторів, або транзисторів із різним типом електропровідності. Каскади, в яких використані транзистори з різним типом електропровідності р-п-р і

n-p-n, носять назву каскадів із додатковою симетрією. Одна із можливих схем підсилювального каскаду із додатковою симетрією показана на рисунку 16.

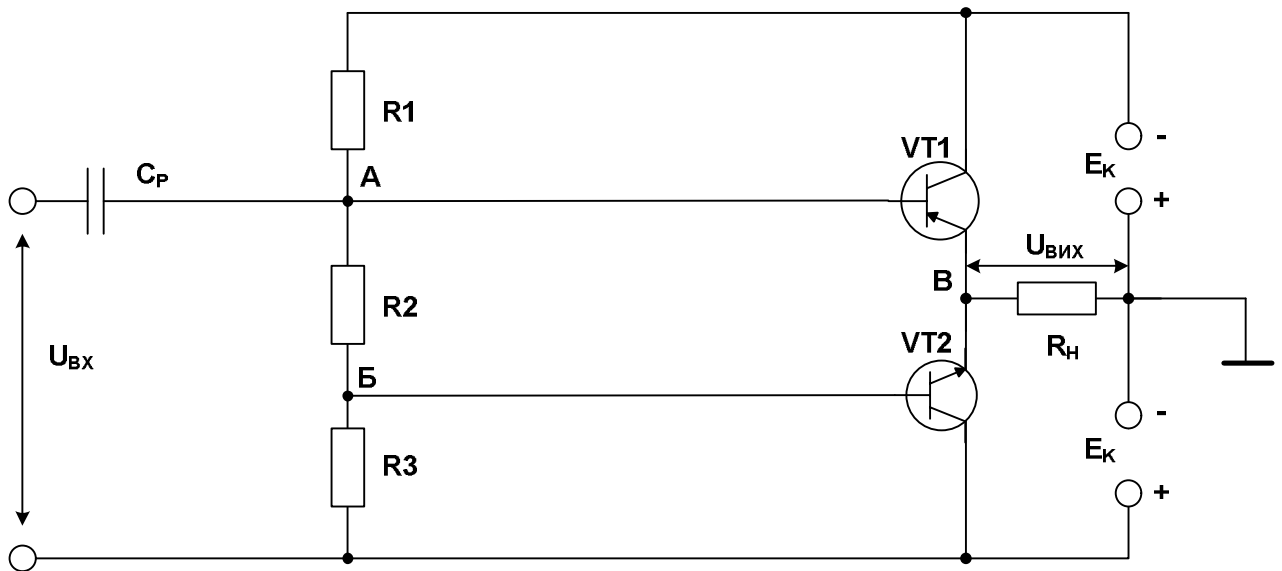


Рисунок 16 – Схема двотактного підсилювача потужності із додатковою симетрією

За відсутності вхідного сигналу струм в опорі навантаження R_H практично відсутній, оскільки невеликі початкові струми, що протікають через транзистори VT1 і VT2, у ньому взаємно віднімаються. Ці струми обумовлені зміщенням, створеним падінням напруги на R_2 :

$$U_{R2} = I_{II} \cdot R_2; \quad (87)$$

$$I_{II} = \frac{2 \cdot E_K}{R_1 + R_2 + R_3}, \quad (88)$$

де I_{II} - струм подільника напруги, який утворюють резистори $R_1 \dots R_3$.

Якщо транзистори VT1 і VT2 ідентичні за параметрами, то потенціали точок А і Б щодо емітерів відповідних транзисторів (точка В) дорівнюють $\left(-\frac{U_{R2}}{2}\right)$ та $\left(+\frac{U_{R2}}{2}\right)$.

У цьому випадку через транзистори протікає однаковий струм, а в опорі навантаження струм відсутній.

Для визначення напруги зсуву необхідно знати характеристики транзисторів і заздалегідь задатися значенням струму $I_{0к}$ транзисторів VT1 і VT2. Цьому струму колектора відповідають певний струм бази $I_{0б}$ і напруга U_{0BE} . Струм подільника напруги вибирають у 5-10 разів більше початкових базових струмів транзисторів VT1 і VT2. Це забезпечує малу зміну потенціалів баз при температурних змінах їх струмів.

За вибраним струмом подільника визначають опори $R1$, $R2$, $R3$:

$$R1 = \frac{|E_K| - |U_{0BE1}|}{I_{\Pi}}; \quad (89)$$

$$R3 = \frac{E_K - U_{0BE2}}{I_{\Pi}}; \quad (90)$$

$$R2 = \frac{|U_{0BE1}| + U_{0BE2}}{I_{\Pi}}. \quad (91)$$

Оскільки $R2$ має невелике значення, можна вважати, що бази транзисторів за змінним струмом безпосередньо сполучені між собою. Для зменшення опору $R2$ за змінним струмом воно може бути шунтоване конденсатором. При подачі вхідного змінного підсилювального сигналу один із транзисторів залежно від фази сигналу закривається, а відкритий транзистор працює як підсилювальний каскад, зібраний за схемою із СК, тобто як звичайний емітерний повторювач. Під час іншого півперіоду вхідного сигналу відкритий і закритий транзистори міняються місцями. Вихідний опір емітерного повторювача малий, що полегшує узгодження підсилювача із низькоомним навантаженням, і ККД схеми може бути досить високим. Оскільки вихідна напруга схеми із СК майже рівна вхідній, підсилення потужності в такому підсилювачі досягається завдяки підсиленню струму. Для отримання однакового вхідного опору v_3 , різні півперіоди і однакового підсилення за потужністю транзистори підсилювача рекомендується підбирати ідентичними. Можливі й інші схеми побудови безтрансформаторних двотактних вихідних каскадів [1,3,21,26,30,33]. На

рисунку 17 показана схема більш поширеного на практиці вихідного підсилювача на транзисторах VT1 і VT2 різної структури, сигнал збудження на який поступає з виходу операційного підсилювача DA1.

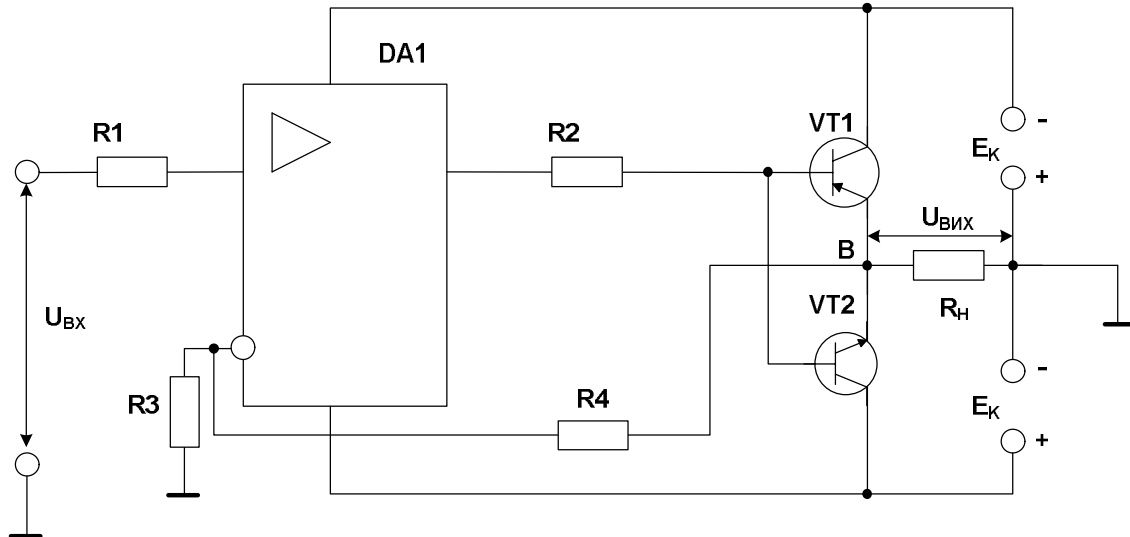


Рисунок 17 – Схема безтрансформаторного підсилювача потужності, керованого операційним підсилювачем (ОП)

Підсилювач за допомогою подільника, який виконаний на резисторах $R3$ і $R4$, охоплений від'ємним зворотним зв'язком, завдяки якому схема настільки лінійна, що не вимагає додаткових ланцюгів зсуву для транзисторів кінцевого каскаду. Оскільки напруга на опорі навантаження $U_{вих}$ приблизно дорівнює напрузі на виході ОП, потужність у навантаженні

$$P_{вих} = \frac{U_{вих}^2}{R_H}, \quad (92)$$

обмежується максимальною вхідною напругою цього підсилювача.

САМОСТІЙНА РОБОТА СТУДЕНТІВ (СРС)

1 ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ, ЩО ЛОГАРИФМУЄ

Ідея побудови операційного підсилювача, що логарифмує, полягає в тому, що в ланцюг від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) включають елемент,

який має логарифмічну характеристику, наприклад, напівпровідниковий діод (НД) або біполярний транзистор, який включений за схемою із спільною базою (СБ). Схема підсилювача наведена на рисунку 1.

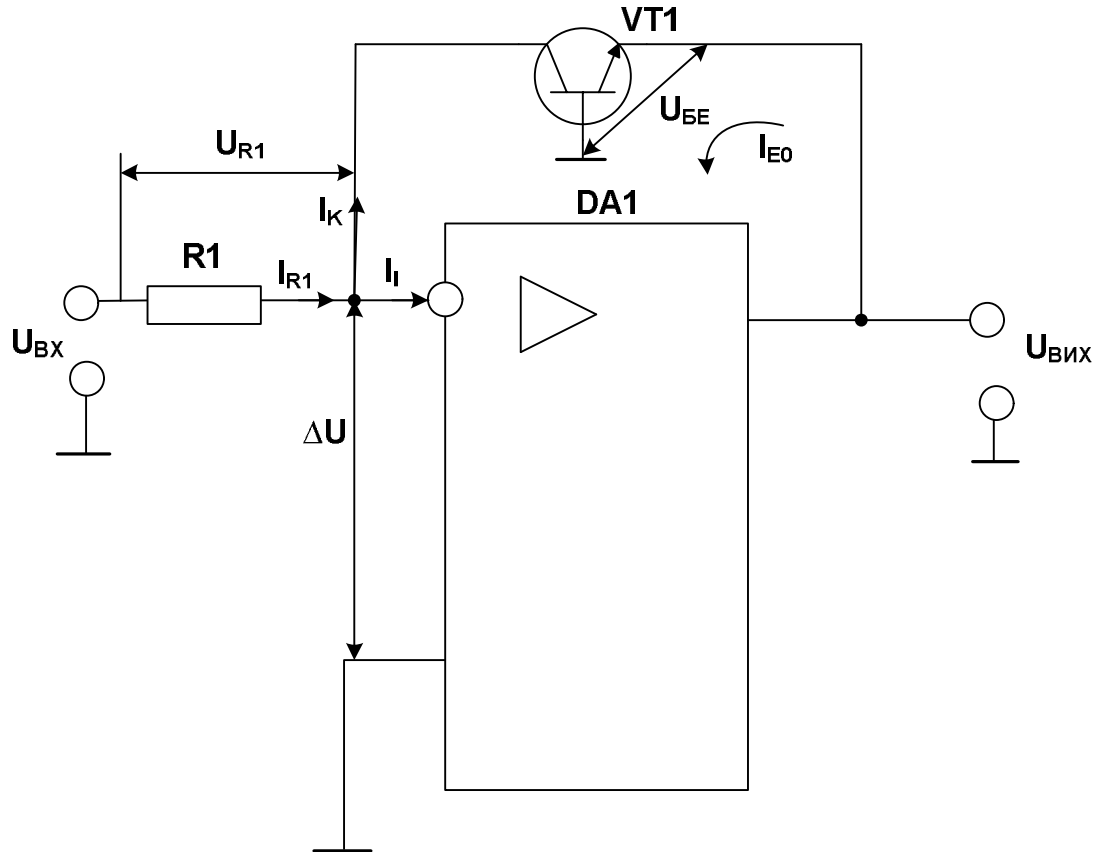


Рисунок 1 – Схема операційного підсилювача, який логарифмує

Для транзистора VT1 із СБ виконується співвідношення [1,3,6,16,18]

$$I_K = I_{E0} \cdot e^{\frac{qU_{BE}}{kT}}, \quad (1)$$

де I_K — струм колектора;

I_{E0} — зворотний струм насичення емітерного переходу;

q — заряд електрона ($1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл);

k — постійна Больцмана ($1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К);

T — абсолютна температура у градусах Кельвіна;

U_{BE} — напруга база-емітер транзистора VT1.

Якщо вважати, що ІМС ОП ідеальна, то:

$$K_{U.IMCOП} \rightarrow \infty; \quad (2)$$

$$R_{BX} \rightarrow \infty; \quad (3)$$

$$R_{BHX} \rightarrow 0. \quad (4)$$

Для схеми можна навести наступні співвідношення:

$$I_K = I_{R1} (I_I \approx 0, \text{ тому що } R_{BX} \rightarrow \infty);$$

$$I_{R1} = \frac{U_{R1}}{R1};$$

$$U_{BX} = U_{R1} + \Delta U = U_{R1} (\Delta U \rightarrow 0);$$

$$I_{R1} = \frac{U_{BX}}{R1};$$

$$I_K = \frac{U_{BX}}{R1}. \quad (5)$$

Підставимо отримане значення I_K в (1) та отримаємо

$$\frac{U_{BX}}{R1} = I_{E0} \cdot e^{\frac{qU_{BE}}{kT}}. \quad (6)$$

Перенесемо I_{E0} у ліву частину рівняння (6)

$$\frac{U_{BX}}{R1 \cdot I_{E0}} = e^{\frac{qU_{BE}}{kT}}. \quad (7)$$

Прологарифмуємо ліву та праву частину рівняння (7)

$$\ln \frac{U_{BX}}{R1 \cdot I_{E0}} = \frac{qU_{BE}}{kT}. \quad (8)$$

Із цього рівняння отримаємо

$$U_{BE} = \frac{kT}{q} \cdot \ln \frac{U_{BX}}{R1 \cdot I_{E0}}. \quad (9)$$

Очевидно, що у схемі

$$U_{BHX} = U_{BE} = \frac{kT}{q} \cdot \ln \frac{U_{BX}}{R1 \cdot I_{E0}}. \quad (10)$$

Виконаємо перехід від натурального логарифму $\ln x$ до десяткового $\log_{10} x$, використовуючи формулу

$$\log_{10} x = \ln x \cdot \log_{10} e, \quad (11)$$

та отримаємо остаточний вираз

$$U_{ВНХ} = \frac{kT}{q} \cdot \frac{\log_{10} \frac{U_{ВХ}}{R1 \cdot I_{E0}}}{\log_{10} e}. \quad (12)$$

Замість VT1 можна використовувати напівпровідниковий діод, для якого виконується співвідношення

$$I_{Д} = I_0 \cdot e^{\frac{qU_{Д}}{kT}}. \quad (12)$$

Логарифмічні операційні підсилювачі застосовуються у вимірювальній техніці, у звукотехніці і т. ін., де використовується шкала у декадах [24].

2 ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ, ЩО АНТИЛОГАРИФМУЄ

Для пояснення терміну «підсилювач, що антилогарифмує» наведемо декілька відомих з математики формул :

$$\ln x = K, \quad (13)$$

$$e^K = x, \quad (14)$$

$$e^{\ln x} = x, \quad (15)$$

тоді антилогарифм від K дає x :

$$\text{antiln } K = x = e^K. \quad (16)$$

Останній вираз буде використаний далі при отриманні виразу, який описує роботу операційного підсилювача, який антилогарифмує [24].

Схема антилогарифмуючого операційного підсилювача наведена на рисунку 2.

Будемо вважати, що ІМС ОП ідеальна, тобто $K_{У.ІМСОП} \rightarrow \infty$; $R_{ВХ} \rightarrow \infty$; $R_{ВНХ} \rightarrow 0$.

Тоді можна навести наступні співвідношення:

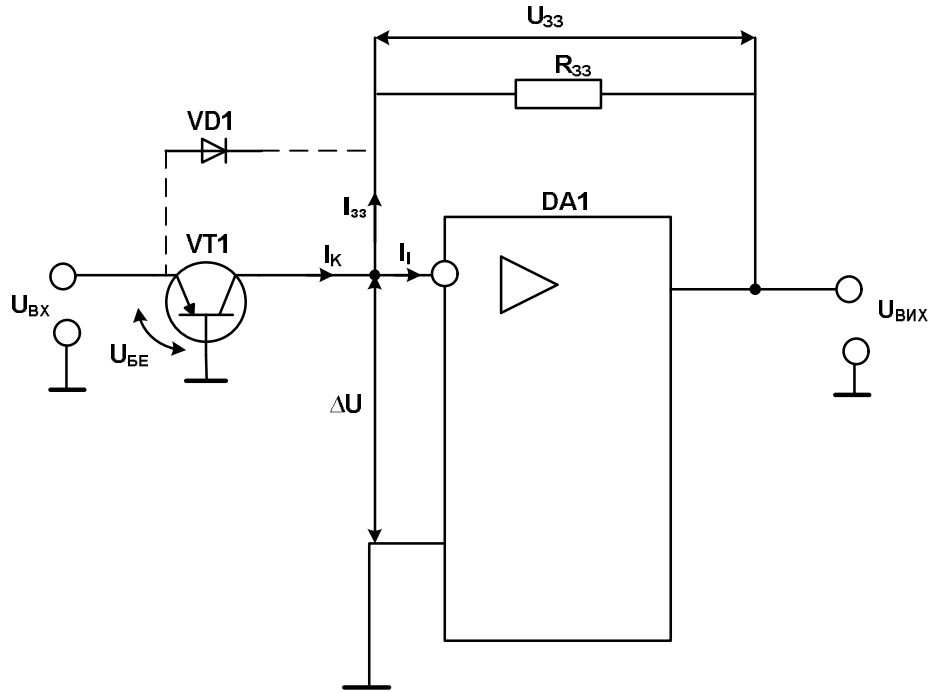


Рисунок 2 – Схема операційного підсилювача, що антилогарифмує

$$\Delta U = U_{33} + U_{ВНХ}; \quad U_{ВНХ} = -U_{33} = -I_{33} \cdot R_{33} (\Delta U \rightarrow 0); \quad (14)$$

$$I_K = I_{33} + I_I = I_{33} (I_I \rightarrow 0); \quad (15)$$

$$I_K = I_{E0} \cdot e^{\frac{qU_{BE}}{kT}}, \quad (16)$$

де I_K — струм колектора транзистора VT1,

I_{E0} — зворотний струм насичення емітерного переходу;

q — заряд електрона ($1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл);

k — постійна Больцмана ($1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К);

T — абсолютна температура у градусах Кельвіна;

U_{BE} — напруга база-емітер транзистора VT1;

$$U_{ВНХ} = -R_{33} \cdot I_{E0} \cdot e^{\frac{qU_{BE}}{kT}}; \quad (17)$$

$$U_{BE} = U_{ВХ};$$

$$U_{ВНХ} = -R_{33} \cdot I_{E0} \cdot e^{\frac{qU_{ВХ}}{kT}}; \quad (18)$$

$$U_{ВНХ} = -R_{33} \cdot I_{E0} \cdot \text{anti} \ln \left(\frac{qU_{ВХ}}{kT} \right). \quad (19)$$

Замість транзистора VT1 можна використовувати напівпровідниковий діод VD1, підключення якого на рисунку 2 зображене пунктирною лінією.

3 ТРАНСФОРМАТОРНІ ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ

Підсилювачі потужності, як правило, є кінцевими каскадами, що забезпечують максимальну чи необхідну потужність у навантаженні. В цих каскадах для узгодження високого вихідного опору підсилювача з низьким опором навантаження застосовують вихідні (погоджувальні) трансформатори.

Розрізняють одно- або двотактні підсилювачі потужності. Двотактні підсилювачі потужності застосовують за великих потужностей у навантаженні ($P_H > 1...3 \text{ Вт}$).

Принципову схему однотактного підсилювача потужності наведено на рисунку 3.

Як видно з рисунку 3, принцип побудови схеми підсилювачів потужності аналогічний розглянутому раніше принципу побудови RC-підсилювачів напруги. Відмінність полягає лише в тому, що замість резистора R_K підключається вихідний трансформатор TP1, що забезпечує узгодження опору навантаження з вихідним опором підсилювача. Як правило, однотактні підсилювачі потужності працюють у режимі А [1, 3, 6, 16, 18, 21].

Режим класу А характеризується тим, що крізь підсилювальний прибор (транзистор) струм проходить протягом всього періоду. Для аналізу режиму роботи каскаду використовуються статичні вихідні характеристики транзистора. Для отримання максимальної потужності на виході каскаду необхідно використовувати всю робочу ділянку лінії навантаження за змінним струмом, що забезпечується вибором точки спокою посередині відрізка прямої навантаження, який відповідає активній області транзистора.

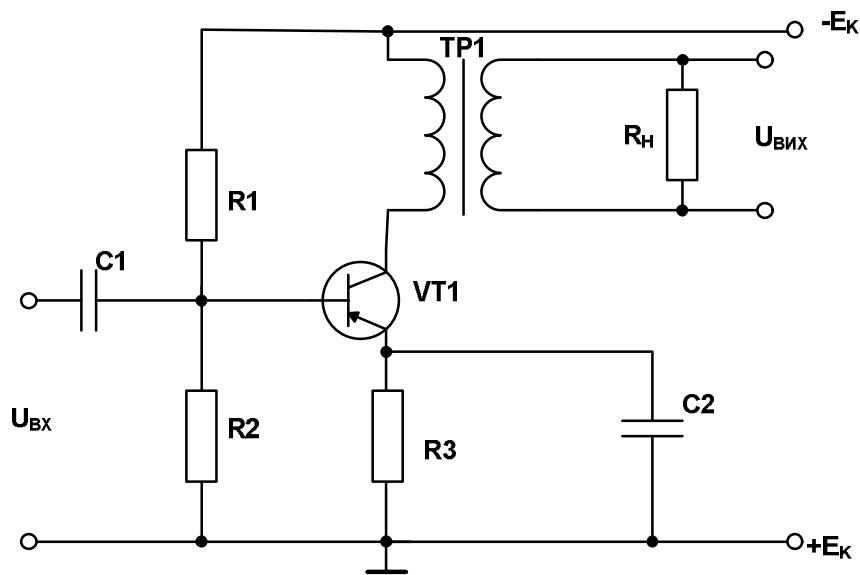


Рисунок 3 – Схема однотактного підсилювача потужності

Вихідна потужність підсилювача (потужність на первинній обмотці трансформатора)

$$P_{ВИХ} = U_K \cdot I_K = \frac{U_{Km} \cdot I_{Km}}{2}, \quad (20)$$

де U_K , I_K та U_{Km}, I_{Km} — відповідно діючі та амплітудні значення змінної складової колекторних напруги і струму.

Однотактний вихідний каскад можна використовувати тільки в режимі класу А. Каскад має малий коефіцієнт корисної дії (ККД). Для нього потрібне джерело живлення великої потужності, яке має малі пульсації випрямленої напруги. Наявність постійного підмагнічування обмотки трансформатора веде до необхідності збільшення габаритів вихідного трансформатора. Разом із тим треба відмітити наступні переваги однотактного вихідного каскаду: потрібен лише один транзистор, не потрібен попередній каскад, виконаний за фазо-інверсною схемою. Більш детальний аналіз такого підсилювача наведений у [1,3,6,21]. Кращі показники можна отримати від підсилювача потужності, який побудований за двотактною схемою (рисунок 4).

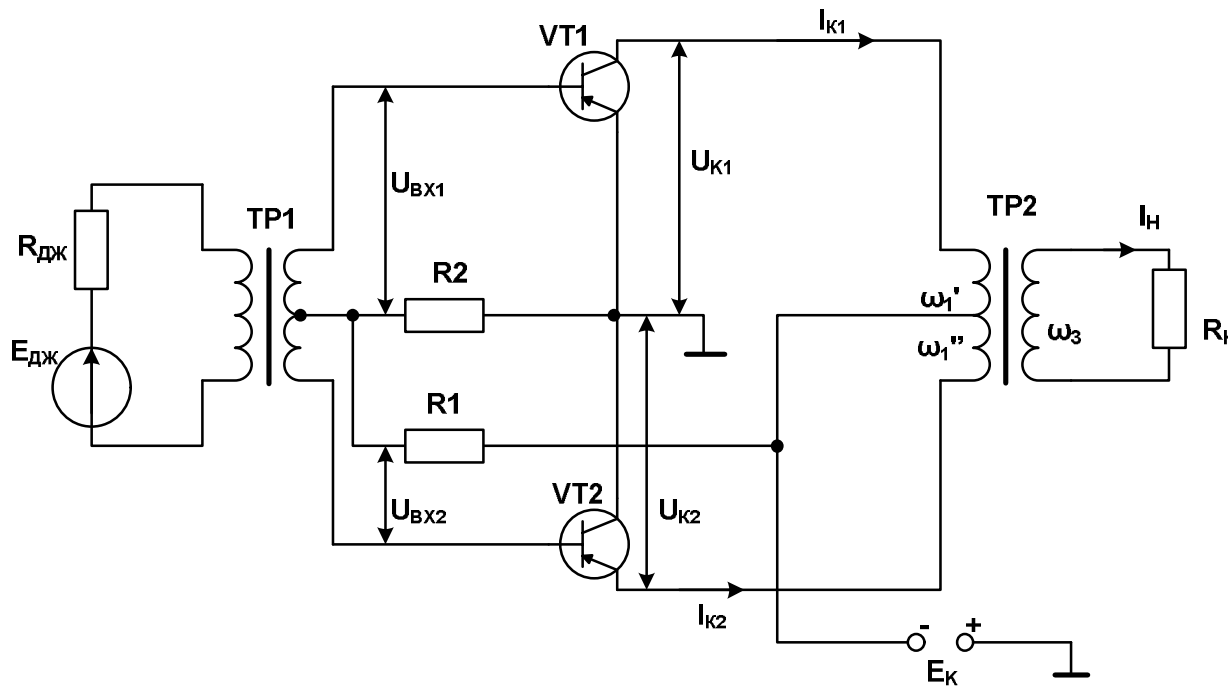


Рисунок 4 – Схема двотактного підсилювача потужності

Як правило, двотактні підсилювачі потужності працюють у класах АВ чи В. В цій схемі трансформатор TP1 необхідний для створення двох однакових за величиною та протилежних за фазою напруг, які керують роботою транзисторів VT1 та VT2. Резистори R1 та R2 забезпечують режим роботи підсилювача у класах АВ чи В. Режим класу В характеризується тим, що точка спокою знаходиться в області колекторних струмів, близьких до нуля. В цьому випадку при появі на базі від'ємної півхвилі вхідного сигналу транзистор відкритий; при додатному сигналі, що відповідає плюсу на базі відносно емітера, транзистор закритий. В режимі класу В струм крізь транзистор проходить протягом півперіоду. Режим класу АВ є проміжним між режимами класів А та В, однак ближче до режиму класу В. Час відкритого стану транзистора в цьому режимі більше π і менше 2π . Режимми класів В та АВ в одноктактних підсилювачах потужності використовуватися не можуть, через те, що в цьому випадку у кривій колекторного струму I_K мають місце суттєві нелінійні спотворення. Широке застосування ці режими знаходять у двотактних підсилювачах потужності, де струм в ланцюзі

навантаження визначається сумою струмів обох транзисторів. У стані спокою, при відсутності вхідного сигналу, різниця потенціалів $U_{BE1} = U_{BE2} = 0$, і обидва транзистори закриті. Вхідний сигнал на бази обох транзисторів подається у протифазі, тому в режимі класу В кожен із транзисторів відкритий протягом півперіоду, коли потенціал бази стає від'ємним відносно емітера. Струми у первинних обмотках вихідного трансформатора в обох півперіодах спрямовані зустрічно, і через те, що миттєві значення їх змінюються за синусоїдальним законом, струм I_H у вторинній обмотці буде синусоїдальним. Пульсуючі струми I_{K_1} і I_{K_2} , які проходять відповідно крізь обмотки ω_1' та ω_1'' , мають постійну складову, але оскільки значення цих токів рівні, а напрямки протилежні, постійна складова у первинній обмотці компенсується і підмагнічування осердя відсутнє. Використання режимів класів В та АВ дає можливість суттєво підвищити ККД схеми за рахунок зменшення втрат потужності у транзисторах. Більш детально робота двотактних підсилювачів потужності описана у [1, 3, 6, 8, 16, 18, 21].

ПИТАННЯ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

- 1) Дайте визначення операційному підсилювачу та опишіть його основні параметри.
- 2) Наведіть умовне позначення ОП на електричних схемах.
- 3) Наведіть та поясніть структуру ОП.
- 4) Як підключаються джерела живлення до ОП?
- 5) Наведіть та поясніть передатну (амплітудну) характеристику ОП.
- 6) Наведіть та поясніть схему заміщення вхідного кола ОП.
- 7) Назвіть та опишіть типи ОП, які визначають їх практичне застосування.
- 8) Які властивості має ОП, який охоплений від'ємним ЗЗ?
- 9) Поясніть схему, основні параметри інвертуючого підсилювача на основі ІМС ОП.
- 10) Поясніть схему, основні параметри неінвертуючого підсилювача на основі ІМС ОП.
- 11) Наведіть та поясніть схеми повторювачів на основі ІМС ОП.
- 12) Поясніть схему, основні параметри диференціального підсилювача на основі ІМС ОП.
- 13) Поясніть схему, основні параметри диференціатора та інтегратора на основі ІМС ОП.
- 14) Поясніть схему, основні параметри логарифмуючого підсилювача на основі ІМС ОП.
- 15) Поясніть схему, основні параметри антилогарифмуючого підсилювача на основі ІМС ОП.
- 16) Дайте визначення та поясніть призначення підсилювача потужності (ПП).
- 17) Поясніть особливості побудови безтрансформаторних ПП.
- 18) Назвіть та поясніть класи роботи ПП.

- 19) Наведіть схему та поясніть роботу однофазного ПП з трансформаторним виходом.
- 20) Яке призначення вихідного трансформатора у ПП?
- 21) Які переваги мають двохфазні ПП щодо однофазних?
- 22) Назвіть основні переваги та недоліки трансформаторних ПП.

ЛІТЕРАТУРА

[1; 2; 5...8; 12; 15...18; 21; 24...30; 33; 34]

ТЕМА 1.10 ЕЛЕКТРИЧНІ ФІЛЬТРИ

ТЕМА 1.11 ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДАЛЬНИХ КОЛИВАНЬ

ТЕМА 1.12 ВТОРИННІ ДЖЕРЕЛА ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ

ЛЕКЦІЯ 6 ЕЛЕКТРИЧНІ ФІЛЬТРИ, ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДАЛЬНИХ КОЛИВАНЬ (ГСК) ТА ВТОРИННІ ДЖЕРЕЛА ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ

1 ЕЛЕКТРИЧНІ ФІЛЬТРИ

1.1 Загальна характеристика

1.2 Активні фільтри нижніх частот (ФНЧ)

1.3 Активні фільтри верхніх частот (ФВЧ)

1.4 Активні смугові фільтри (селективні підсилювачі)

1.4.1 Загальні відомості

1.4.2 Селективні підсилювачі із частотно-залежним від'ємним зворотним зв'язком

2 ГЕНЕРАТОРИ ГАРМОНІЙНИХ СИНУСОЇДАЛЬНИХ КОЛИВАНЬ (ГГСК)

2.1 Загальна характеристика

2.2 RC-генератори синусоїдальних коливань

2.2.1 Загальні відомості

2.2.2 Частотно-селективні RC - чотириполюсники

2.2.3 RC - автогенератори із поворотом фази

2.2.4 RC - автогенератори без повороту фази

3 ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННИХ СХЕМ

3.1 Загальні відомості

3.2 Батарейки та акумулятори

3.3 Джерела живлення від мережі змінного струму

3.3.1 Загальні відомості

3.3.2 Безперервні джерела живлення (БДЖ)

3.3.2.1 Загальні відомості

3.3.2.2 Випрямлячі

3.3.2.2.1 Однопівперіодний випрямляч

3.3.2.2.2 Двопівперіодний випрямляч

3.3.2.2.2.1 Мостовий випрямляч

3.3.2.2.2.2 Двофазний двопівперіодний випрямляч

3.3.2.3 Фільтр, що згладжує

3.3.2.4 Здатність навантаження

3.3.2.5 Параметри діода і конденсатора

3.3.2.6 Схеми множення напруги

3.3.2.7 Схеми фільтрів

3.3.2.8 Стабілізатори напруги

3.3.2.8.1 Загальні відомості

3.3.2.8.2 Параметричний стабілізатор постійної напруги

3.3.2.8.3 Стабілізатори в інтегральному виконанні

САМОСТІЙНА РОБОТА СТУДЕНТІВ (СРС)

1 ПРИКЛАД РОЗРАХУНКУ АКТИВНОГО ФІЛЬТРА НИЖНІХ ЧАСТОТ

2 СХЕМИ РЕГУЛЮВАННЯ НАПРУГИ ЖИВЛЕННЯ

3 КОМПЕНСАЦІЙНІ СТАБІЛІЗАТОРИ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

4 ІМПУЛЬСНІ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ (ІДЖ)

ПИТАННЯ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

ЛІТЕРАТУРА

[1...8; 12...18; 21...34]

1 ЕЛЕКТРИЧНІ ФІЛЬТРИ

1.1 Загальна характеристика

Електричним фільтром називається пристрій, що пропускає електричні коливання одних частот і що затримує коливання інших. Електричні фільтри, які називають просто фільтрами, мають вибірккові властивості. Ці властивості формуються пасивними елементами, величини яких залежать від частоти. В діапазоні низьких, особливо звукових (300...3400 Гц), і інфранизьких частот (< 300 Гц) як частотно-залежні елементи широко використовуються RC-ланцюги. Проте пасивні RC-ланцюги мають великі власні втрати і характеризуються низькими селективними властивостями. Тому ці ланцюги застосовують в поєднанні із компенсуючими втрати активними елементами (підсилювачами). Такі селективні підсилювачі називають активними RC-фільтрами. Як підсилювачі в цих фільтрах широко використовуються операційні підсилювачі в інтегральному виконанні (ІМС ОП). Активні фільтри широко використовуються в різних електронних пристроях сучасних систем автоматики і робототехніки [3,6,22,23,26,30].

Залежно від того, яку частину частотного спектра вхідного сигналу пропускає активний фільтр (АФ), розрізняють фільтри:

- нижніх частот (ФНЧ);
- верхніх частот (ФВЧ);
- смугово-пропускні (смугові) (СФ);
- смугово-загороджуючі (загороджуючи) (ЗФ).

1.2 Активні фільтри нижніх частот (ФНЧ)

При введенні сигналів, що знімаються з датчиків у вигляді

аналогових напруг, часто необхідно виключати проходження високочастотних завад на вхід АЦП, що формує цифровий сигнал для мікропроцесорного пристрою обробки інформації. Для цього використовують активні фільтри нижніх частот (ФНЧ).

На рисунку 1 наведені амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) ідеального і реального ФНЧ.

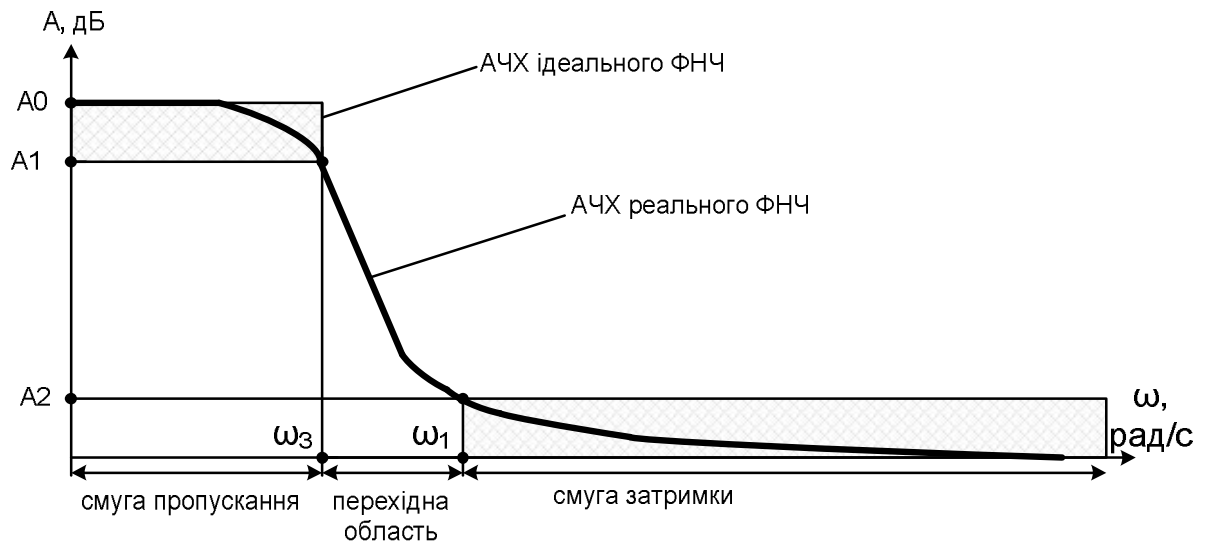


Рисунок 1 – АЧХ ідеального та реального ФНЧ

Діапазон або смуга частот, в яких сигнали проходять із мінімальним загасанням, називається смугою пропускання, а діапазон, в якому сигнали придушуються, утворюють смугу затримки. Більш товстою лінією на рисунку 1 показана логарифмічна АЧХ ідеального ФНЧ зі смугою пропускання $0 \leq \omega \leq \omega_3$ і смугою затримування $\omega > \omega_3$. Частота ω_3 між цими смугами називається частотою зрізу. Значення A , дБ, ідеального ФНЧ в смузі пропускання дорівнює A_0 , а в смузі затримки - нулю. На практиці неможливо реалізувати цю ідеальну характеристику, оскільки буде потрібно сформувати дуже вузьку перехідну область.

АЧХ реальних АФ ближче наближаються до ідеального для фільтрів більш високого порядку. Однак, підвищення порядку зв'язане із ускладненням схем і більш високою вартістю.

Основна проблема при проектуванні фільтра полягає у наближенні реальної АЧХ із заданим ступенем точності до ідеальної при найменших витратах. Приклад такої реальної характеристики показаний на рисунку більш тонкою лінією.

На практиці мають бути визначені і чітко розмежовані смуги пропускання і затримки. В якості смуги пропускання вибирається діапазон частот, де значення коефіцієнта передачі більше або дорівнює деякому, заздалегідь обраному числу, позначеному A_1 , а смугу затримки утворює діапазон частот, в якому амплітуда менше або дорівнює визначеному значенню, наприклад, A_2 . Інтервал частот, у якому характеристика постійно спадає, переходячи від смуги пропускання до смуги затримки, називається перехідною областю. Зображена на рисунку 1 АЧХ реального фільтра має смугу пропускання у діапазоні частот $0 \leq \omega \leq \omega_3$, смугу затримки в діапазоні $\omega \geq \omega_1$ і перехідну область у діапазоні $\omega_3 < \omega < \omega_1$.

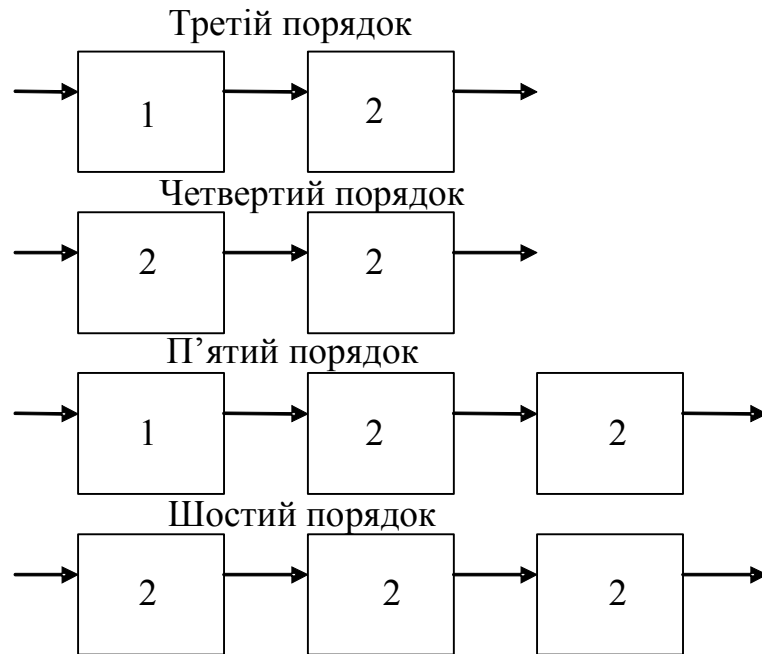
Однієї з основних задач, що розв'язуються при проектуванні АФ, є пошук аналітичної апроксимуючої функції, що із необхідною точністю відтворює задану за умовами АЧХ.

Існує кілька типів стандартних фільтрів, що можуть використовуватися для апроксимації заданих АЧХ проектованих АФ: фільтри Батерворта, Чебишева, інверсні Чебишева та еліптичні [6, 22,23].

Фільтри Батерворта мають монотонну (максимально плоску) АЧХ; АЧХ фільтра Чебишева має пульсації (коливання коефіцієнта передачі) у смузі пропускання і монотонна у смузі затримки; АЧХ інверсного фільтра Чебишева монотонна у смузі пропускання і має пульсації у смузі затримки, а АЧХ еліптичного фільтра має пульсації як у смузі пропускання, так і у смузі затримки.

Одним з основних методів проектування АФ, в яких значення порядку $n > 2$, є каскадне з'єднання ланок 1-го і 2-го порядків, що дозволяє одержати фільтр будь-якого високого порядку [22,23].

Як видно з рисунка 2 каскадне з'єднання фільтрів 1-го і 2-го порядків дає фільтр 3-го порядку, каскадне з'єднання двох фільтрів 2-го порядку дає фільтр 4-го порядку і т. ін. Збільшуючи число фільтрів 1-го і 2-го порядків, що з'єднуються, можна одержати фільтр будь-якого потрібного нам порядку.



1 – фільтр першого порядку

2 – фільтр другого порядку

Рисунок 2 – Каскадне з'єднання фільтрів 1-го і 2-го порядків

Фільтри парних порядків будуються із $n/2$ каскадів 2-го порядку, де n – порядок фільтра. Сумарний коефіцієнт передачі АФ, побудованого каскадним з'єднанням фільтрів 1-го і 2-го порядків, дорівнює добутку коефіцієнтів передачі вихідних ланок. Існує кілька способів схемної реалізації АФ: із багатопетлевим зворотним зв'язком (БЗЗ), із джерелом напруги, що керується напругою (ДНКН); біквдратний фільтр та інші [22,23].

Однією із найбільш простих схем АФ, що реалізує необхідні передатні функції окремих ланок фільтра, є схема із багатопетлевим зворотним зв'язком (БЗЗ) (рисунок 3) [22].

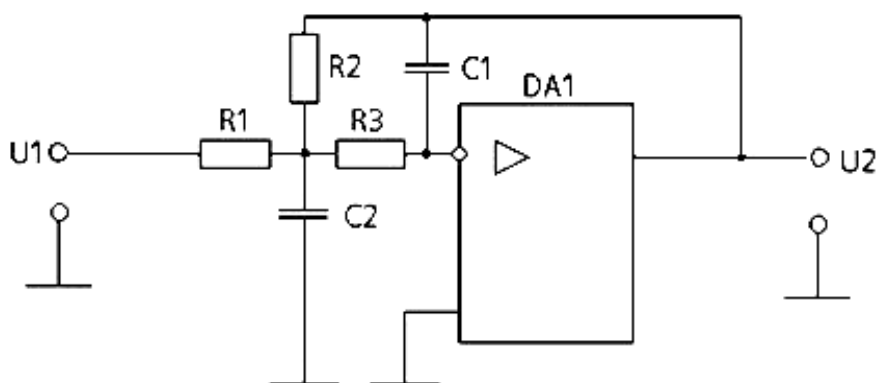


Рисунок 3 – Схема фільтра із БЗЗ

Схема має таку назву тому, що вона містить два шляхи проходження сигналу зворотного зв'язку: через резистор і через конденсатор.

Фільтр із БЗЗ має гарну стабільність характеристик, низький вхідний опір і може ефективно застосовуватися для значень коефіцієнта підсилення, що не перевищує 10.

На кафедрі АУТС розроблений пакет прикладних програм для розрахунку активних фільтрів. Приклад розрахунку активного ФНЧ за допомогою цього пакету наведений у розділі «Самостійна робота студентів».

1.3 Активні фільтри верхніх частот (ФВЧ)

Фільтр верхніх частот (ФВЧ) являє собою пристрій, що пропускає сигнали високих і придушує сигнали низьких частот. На рисунку 4 зображені АЧХ ідеального і реального ФВЧ, де для практичного випадку позначені: смуга пропускання ($\omega \geq \omega_3$), смуга затримки - ($0 \leq \omega \leq \omega_1$), перехідна область - ($\omega_1 < \omega < \omega_3$), частота зрізу - ω_3 [рад/с], або $f_3 = \omega_3 / 2\pi$ [Гц].

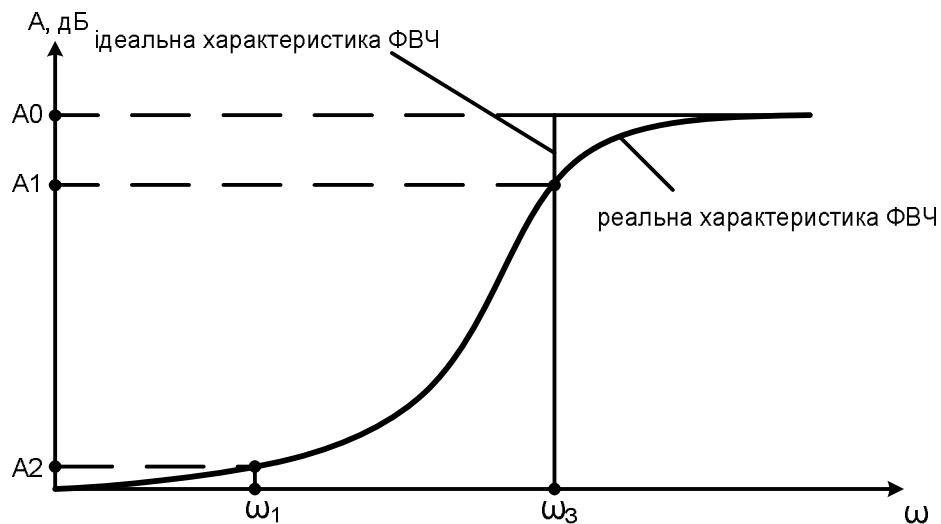


Рисунок 4 – Ідеальна і реальна амплітудно-частотні характеристики ФВЧ

Особливості проектування активних ФВЧ розглянуті у [6,22,23].

1.4 Активні смугові фільтри (селективні підсилювачі)

1.4.1 Загальні відомості

Селективні підсилювачі застосовуються в тих випадках, коли необхідно із сукупності вхідних сигналів широкого діапазону частот виділити групу сигналів близьких частот, що несуть корисну інформацію.

Амплітудно-частотна характеристика такого підсилювача має вигляд, показаний на рисунку 5. Підсилювач має дуже вузьку смугу пропускання

$$\Delta f = f_{ВГР} - f_{НГР}, \quad (1)$$

поза межами якої підсилення набагато слабкіше.

Селективні підсилювачі діляться на дві основні групи:

- із використанням паралельного LC - контуру із частотно-селективними властивостями (резонансні);
- із використанням частотно-залежного від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) (підсилювачі із частотно-залежним ВЗЗ).

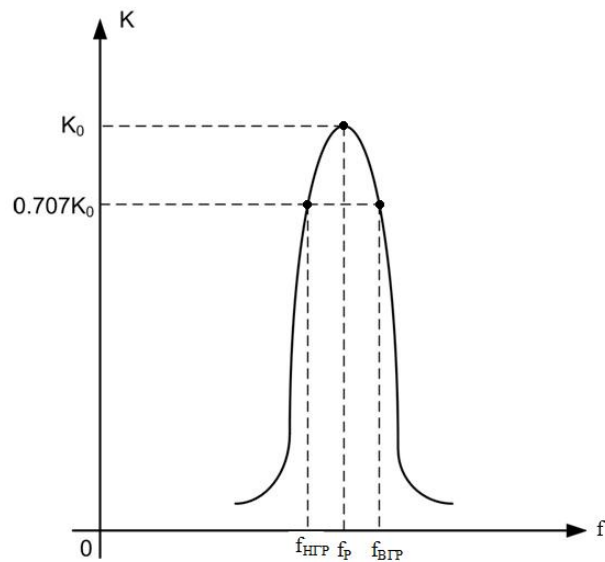


Рисунок 5 – Амплітудно-частотна характеристика селективного підсилювача

В області низьких частот (десятки - тисячі герц) переважніше використання селективних підсилювачів із частотно-залежним ВЗЗ.

1.4.2 Селективні підсилювачі із частотно-залежним від'ємним зворотним зв'язком

На рисунку 6 наведена схема селективного підсилювача із ланцюжком частотно-залежного ВЗЗ у вигляді подвійного Т-подібного мосту (2Т – мосту).

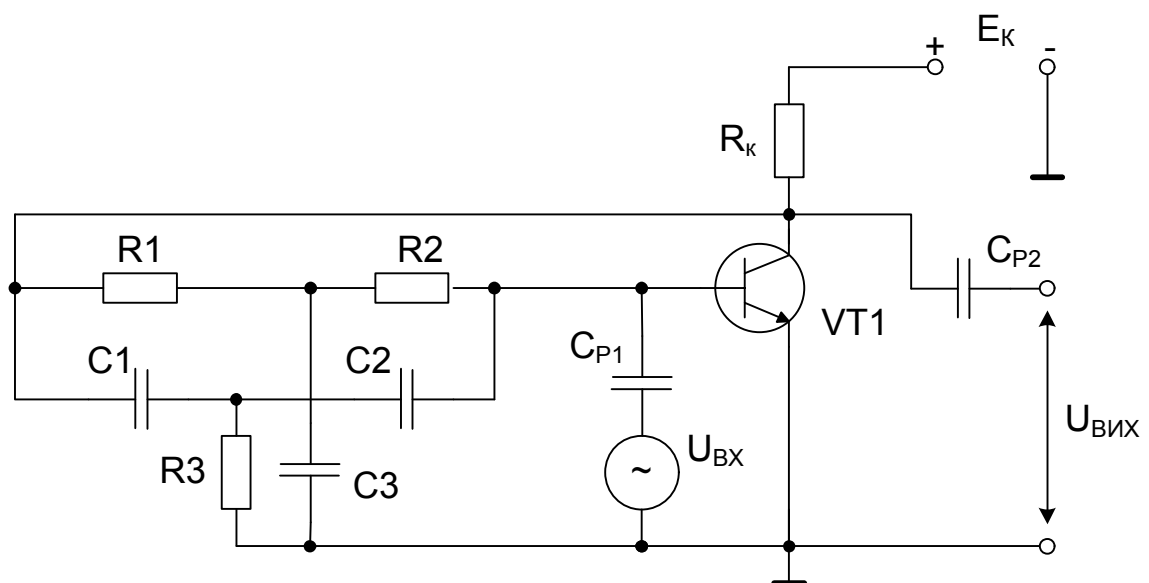


Рисунок 6 – Схема селективного підсилювача із частотно-залежним ВЗЗ

Амплітудно-частотна характеристика 2Т - мосту показана на рисунку 7 (крива 1).

Амплітудно-частотна характеристика підсилювача без ВЗЗ має вид кривої 2 (рисунок 7).

Оскільки транзистор, включений за схемою із спільним емітером (СЕ), зсуває фазу вхідного сигналу на 180° , селективний 2Т-міст включається у ланцюг ВЗЗ і загальний фазовий зсув за замкнутою петлею: підсилювач - 2Т-міст, дорівнює 180° .

При цьому, як показано на рисунку 7 (крива 1), на частоті квазірезонансу $\omega_0(f_0)$ відсутній ВЗЗ. Коефіцієнт підсилення селективного підсилювача на квазірезонансній частоті максимальний (рисунок 7, крива 3). При частотах, відмінних від f_0 , на роботу підсилювача впливає ВЗЗ і його коефіцієнт підсилення зменшується.

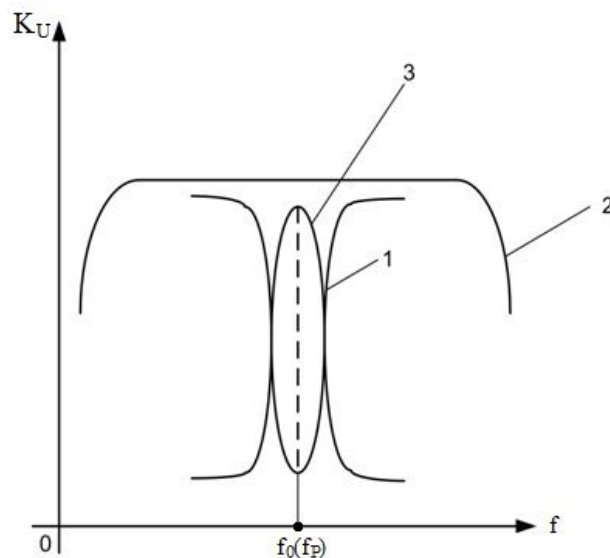


Рисунок 7– Амплітудно-частотні характеристики: 1 – 2Т-мосту; 2 – підсилювача без ВЗЗ; 3 – селективного підсилювача

Квазірезонансна частота селективного підсилювача визначається співвідношенням

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R1 \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2}}, \text{ при } R3 = \frac{R1R2}{R1 + R2}, C3 = C1 + C2. \quad (2)$$

При виконанні умов:

$$\begin{cases} R1 = R2 = 2R3; \\ C1 = C2 = 0.5 \cdot C3; \end{cases} \quad (3)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R1 \cdot C1} = \frac{1}{R2 \cdot C2} = \frac{1}{R3 \cdot C3} \cdot \quad (4)$$

Значення вхідного і вихідного опорів підсилювального каскаду істотно впливають на характеристики 2Т-мосту, спотворюючи його частотну характеристику, розширюючи смугу пропускання селективного підсилювача і погіршуючи його селективність.

Для поліпшення селективності підсилювача слід використовувати в якості активного елемента підсилювальний каскад із високим K_{UD} великим вхідним і малим вихідним опорами.

Добрі результати при проектуванні селективних підсилювачів із частотно-залежним ВЗЗ дає застосування в якості підсилювача ІМС ОП.

При цьому загальний принцип побудови схеми залишається таким самим, як при проектуванні схеми на транзисторах, яка розглянута вище.

На рисунку 8 зображена схема селективного підсилювача на ІМС ОП.

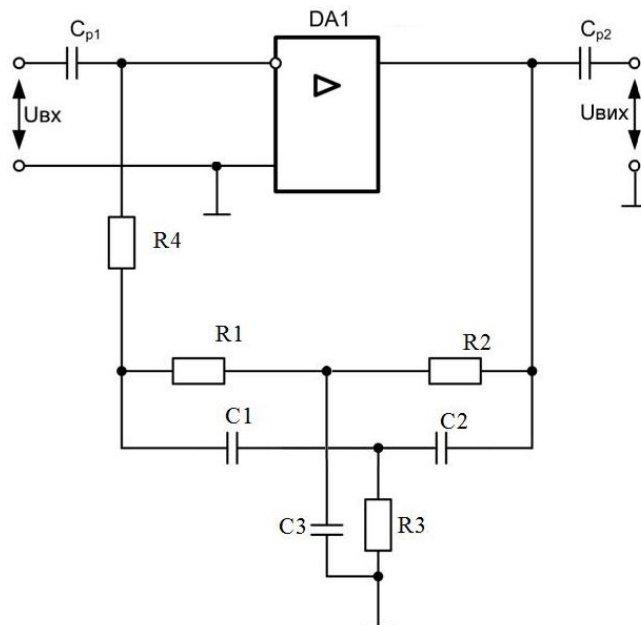


Рисунок 8 – Схема селективного підсилювача на ІМС ОП

У цій схемі 2Т-міст включений у ланцюг ВЗЗ із виходу ІМС ОП на інвертуючий вхід мікросхеми. Оскільки ІМС ОП відносно інвертуючого входу зсуває фазу вхідного сигналу на 180° , а фазовий зсув, який вносить 2Т-міст на квазірезонансній частоті ω_0 , дорівнює нулю, загальний фазовий зсув за замкненим колом ЗЗ дорівнює 180° . Схема має високу селективність за рахунок якісних характеристик ІМС ОП.

2 ГЕНЕРАТОРИ ГАРМОНІЙНИХ СИНУСОЇДАЛЬНИХ КОЛИВАНЬ (ГГСК)

2.1 Загальна характеристика

Електронні генератори гармонійних коливань служать для перетворення енергії джерела постійного струму у енергію незгасаючих синусоїдальних коливань. Вони містять активний елемент і частотно-селективну схему (чотириполюсник). Як активні елементи використовуються діоди, що мають ділянку від'ємного диференціального опору на вольт-амперній характеристиці, транзистори і інтегральні підсилювачі, особливо операційні, а як частотно-селективні чотириполюсники (ЧСЧ) – резонансні LC - контури, кварцові резонатори, RC-, RL- і RLM - ланцюги. За типом ЧСЧ генератори поділяються на LC-, RC-, RL- та RLM – генератори [1,3,6,30,31].

Залежно від частот, що генеруються, генератори поділяються на високо-, низько - і інфранизькочастотні. Перші працюють на частотах приблизно від 100 МГц до 100 кГц, другі - від 100 кГц до 10 Гц, а треті - від 10 Гц і нижче. Із конструктивних міркувань на високих частотах в основному застосовуються LC-генератори, на низьких при напрузі живлення порядку 4В і вище - RC-генератори, а на низьких і інфранизьких частотах при напрузі живлення біля 1В ефективніші RL- і RLM-генератори [1,3,16,18,30,31].

За принципом виникнення коливань розрізняють генератори із зовнішнім (незалежним) збудженням (як правило, LC-генератори) і генератори із самозбудженням (автогенератори).

Залежно від наявності елементів плавного перестроювання частоти генератори діляться на перестроювані (діапазонні) і фіксованої частоти.

На рисунку 9 показана структурна схема простого автоколивального генератора. Такі генератори будуються за кільцевою схемою, в якій діє додатний зворотний зв'язок (ДЗЗ). Основними елементами генератора є активний елемент (підсилювач) - АЕ (П) і ЧСЧ.

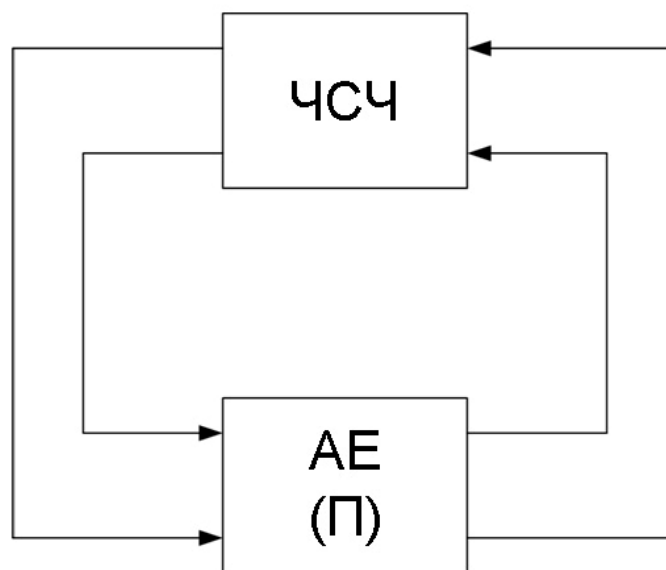


Рисунок 9 – Структурна схема автоколивального генератора

2.2 RC-генератори синусоїдальних коливань

2.2.1 Загальні відомості

Для генерування низькочастотних синусоїдальних коливань широко застосовуються RC-генератори, що містять ЧСЧ на R та C елементах і, залежно від створюваного ними зсуву фази на квазірезонансній частоті, інвертуючий або неінвертуючий підсилювач.

Частота, що генерується RC-генератором, називається квазірезонансною, оскільки ЧСЧ на RC- елементах не має резонансних властивостей, як, наприклад LC-контур.

В автоколивальних RC-генераторах використовуються підсилювачі, що охоплені ДЗЗ. Коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого ДЗЗ,

$$K_{\text{ДЗЗ}} = \frac{K_{\text{П}}}{1 - K_{\text{П}} \cdot K_{\text{ЧСЧ}}}, \quad (5)$$

де $K_{\text{П}}$ - коефіцієнт підсилення підсилювача без ЗЗ; $K_{\text{ЧСЧ}}$ - коефіцієнт передачі ЧСЧ.

Умови самозбудження автогенератора:

$$K_{\text{П}} \cdot K_{\text{ЧСЧ}} \geq 1; \quad (6)$$

$$\Delta\varphi_{\text{П}} + \Delta\varphi_{\text{ЧСЧ}} = 2\pi n, \quad (7)$$

де $n=0, 1, 2, 3 \dots$

Перша із цих умов є необхідною і означає, що у схемі генератора діє ДЗЗ. Друга умова є достатньою та означає, що підсилення активного елемента генератора більше (або дорівнює) загасанню, яке вносить ЧСЧ.

RC - автогенератори підрозділяються на дві основні групи:

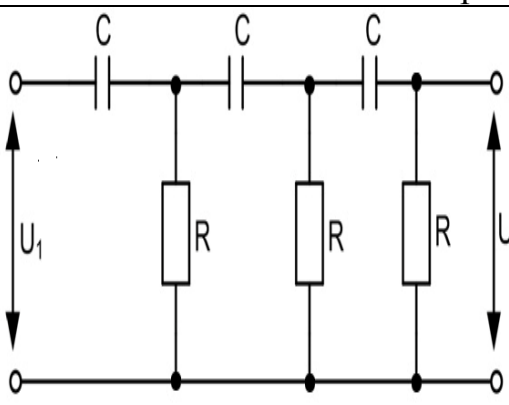
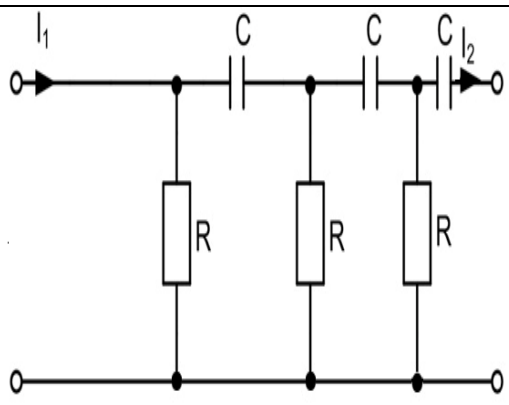
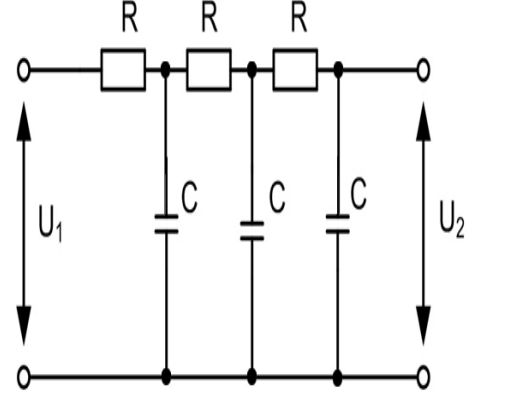
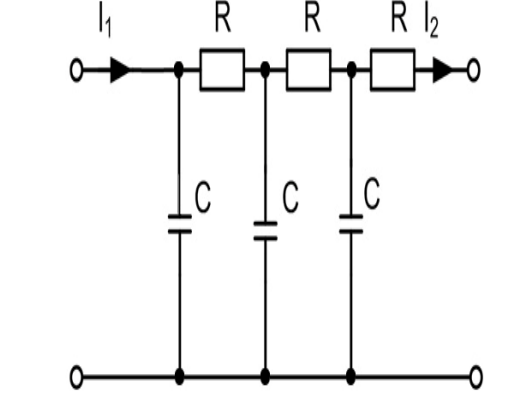
- 1) автогенератори із поворотом фази сигналу у ланцюзі ДЗЗ на квазірезонансній частоті ω_0 на $+180^\circ$;
- 2) автогенератори без повороту фази, в яких фазовий зсув сигналу у ланцюзі ДЗЗ на квазірезонансній частоті ω_0 дорівнює нулю.

2.2.2 Частотно-селективні RC - чотириполіусники

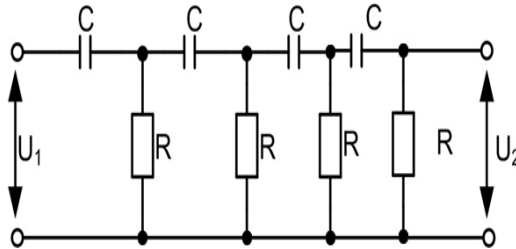
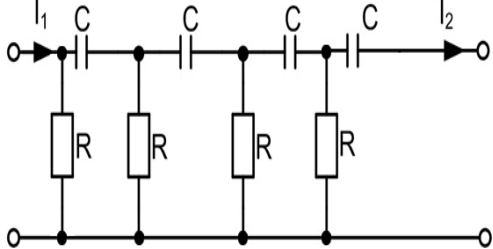
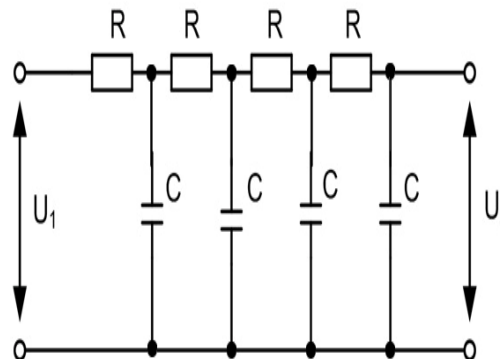
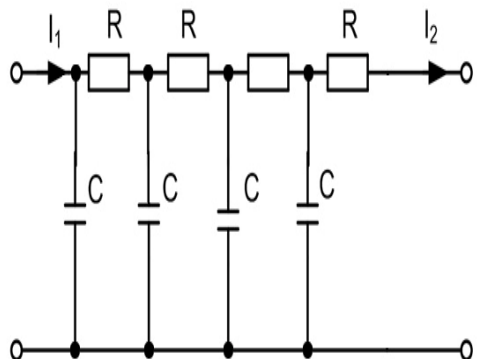
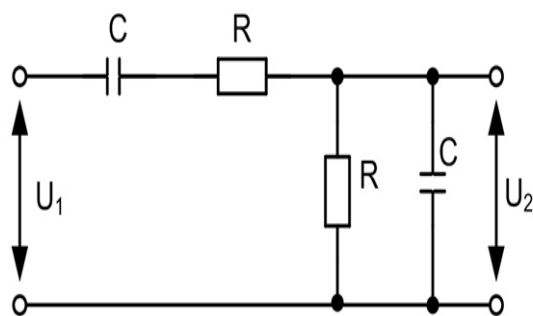
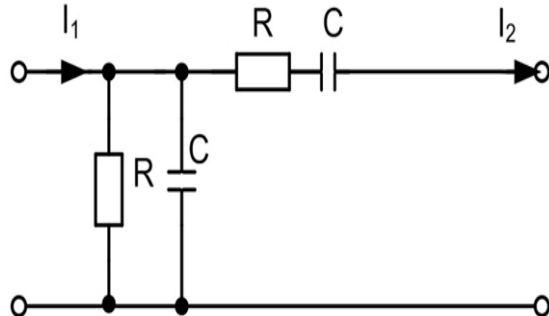
Основні схеми цих чотириполіусників, а також значення частоти квазірезонансу ω_0 і коефіцієнта загасання γ_0 (зворотного коефіцієнту передачі) на частоті квазірезонансу для випадку застосування у RC - чотириполіусниках однакових опорів резисторів R і ємностей конденсаторів

С приведені у таблиці 1. Ці чотириполіусники поділяються на ті, що фазують напругу та ті, що фазують струм [1,3,6,30,31].

Таблиця 1 – Схема і основні показники частотно-селективних RC - чотириполіусників

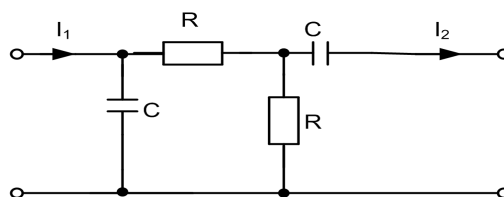
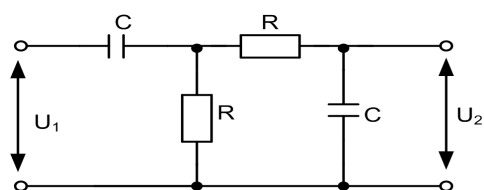
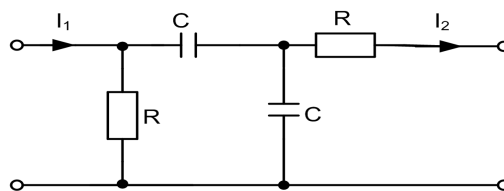
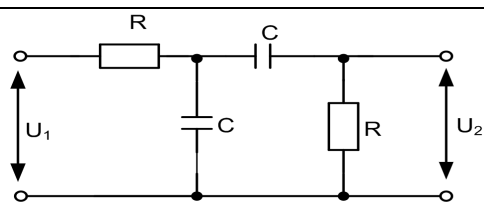
Частотні селективні RC- чотириполіусники	
Що фазують напругу	Що фазують струм
Ланцюгові зі зсувом фази 180°	
Трьохланкові	
	
$\gamma_0 = \frac{U_1}{U_2} = -29; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6}RC}; \quad \gamma_0 = \frac{I_1}{I_2} = -29$	
	
$\omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{RC}; \quad \gamma_0 = -29$	

Продовження таблиці 1

Чотирьохланкові	
	
$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{10/7} \cdot RC}; \quad \gamma_0 = -18.4$	
	
$\omega_0 = \frac{\sqrt{10/7}}{RC}; \quad \gamma_0 = -18.4$	
Г- подібні зі зсувом фази на 0° (міст Віна)	
	
$\omega_0 = \frac{1}{RC}; \quad \gamma_0 = 3$	

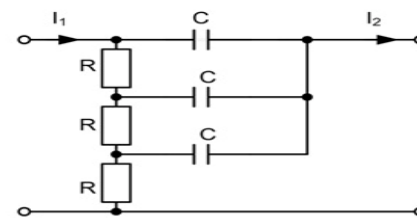
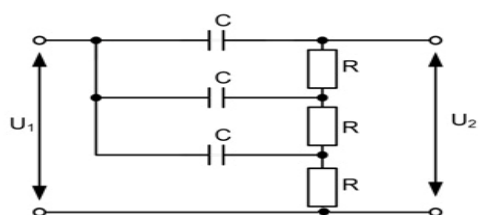
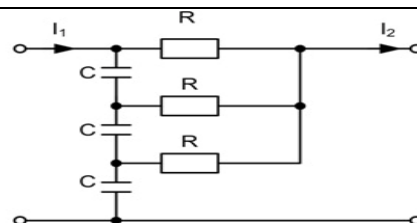
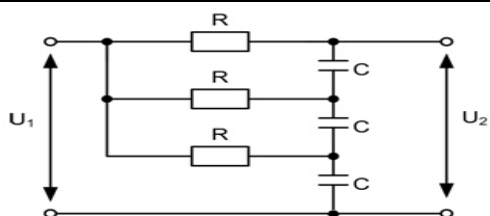
Продовження таблиці 1

Подвійні Г- подібні зі зсувом фази на 0°



$$\omega_0 = \frac{1}{RC}; \quad \gamma_0 = 3$$

Ланцюгові трьохланкові зі зсувом фази на 0°



$$\omega_0 = \frac{1}{RC}; \quad \gamma_0 = 0.996$$

Для побудови автогенераторів на RC - чотириполіюсниках, що фазують напругу, потрібні підсилювачі із великим вхідним і малим вихідним опорами, а для автогенераторів на RC - чотириполіюсниках, що фазують струм, - підсилювачі із малим вхідним і великим вихідним опорами.

Частотно-селективні RC - чотириполіюсники із зсувом фази на $+180^\circ$ є ланцюговими (сходовими), що складаються із каскадно (послідовно) включених Г - подібних ланок із резисторами R в одних однойменних плечах ланок і конденсаторами C в інших.

На практиці зазвичай застосовують ланцюгові RC - чотириполіюсники із числом ланок, що дорівнює трьом або чотирьом, оскільки подальше збільшення числа ланок не дає істотних переваг, ускладнюючи схему чотириполіюсника і підбір R і C. Амплітудно-частотна і фазо-частотна характеристики цих чотириполіюсників показані на рисунку 10.

Частотно-селективні RC - чотириполіюсники із нульовим зсувом фази на квазірезонансній частоті можна розділити на дві групи: одинарні Г-подібні (міст Віна) і подвійні (Г-подібні та ланцюгові (сходові)).

Одинарні Г- подібні RC - чотириполіюсники є Г- подібною ланкою, що містить у одному плечі послідовне з'єднання резистора R і конденсатора C, у іншому - паралельне з'єднання R і C (міст Віна).

Подвійні Г- подібні RC - чотириполіюсники складаються із двох Г-подібних ланок RC і CR або CR і RC, що включені каскадно. Частотна і фазова характеристики одинарного і подвійного Г-подібних RC - чотириполіюсників показані на рисунку 11.

Ланцюгові Г- подібні RC- чотириполіюсники із нульовим зсувом фази є особливою групою, яка має коефіцієнт загасання напруги (струму) менше одиниці (коефіцієнт передачі більше одиниці).

Ці чотириполіюсники зазвичай застосовуються для побудови автогенераторів на повторювачах, наприклад емітерних, які мають коефіцієнт

передачі напруги менше одиниці, тобто баланс амплітуд в таких автогенераторах виконується за рахунок чотириполюсника.

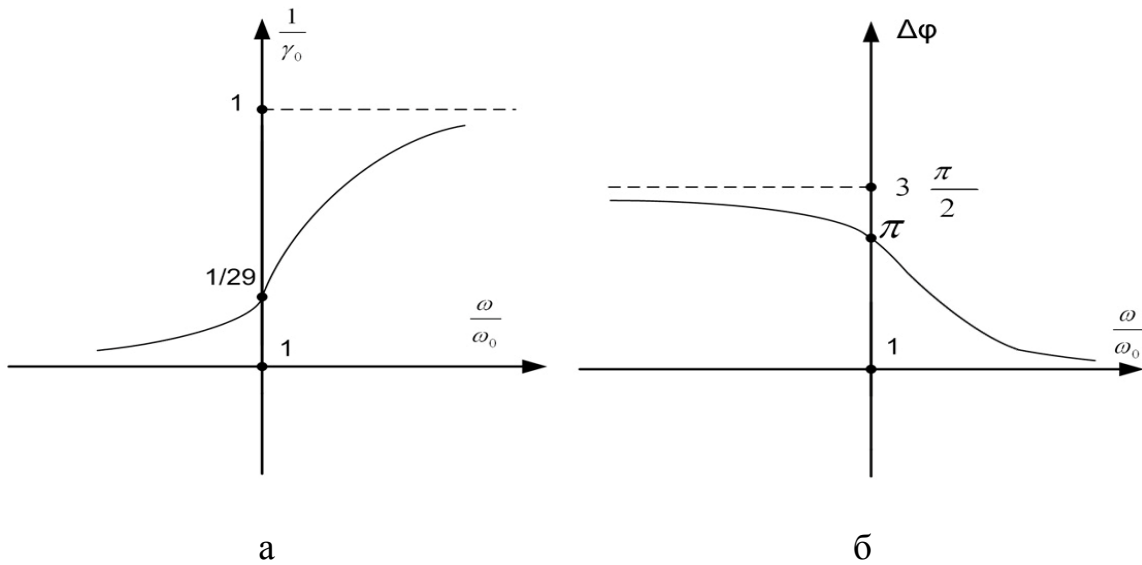


Рисунок 10 – Характеристики ланцюгового RC-чотириполюсника:
а – частотна; б – фазова

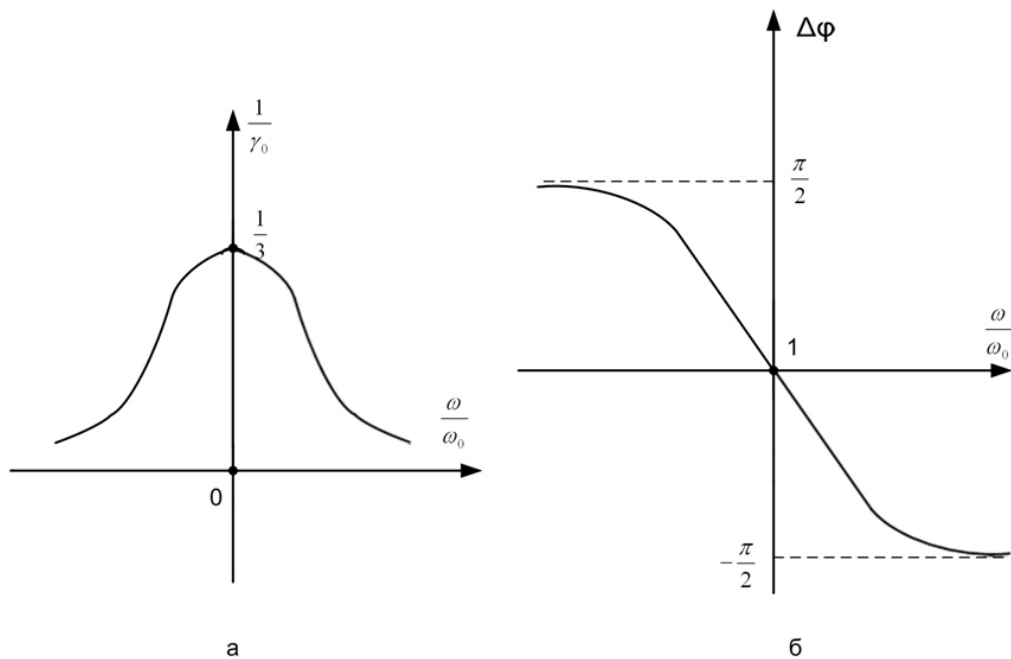


Рисунок 11 – Характеристики Г-подібних RC: а – частотна; б – фазова

2.2.3 RC-автогенератори із поворотом фази

Один із простих варіантів RC - автогенератора із трьохланковим ланцюговим чотириполюсником, що фазує напругу, показаний на рисунку 12.

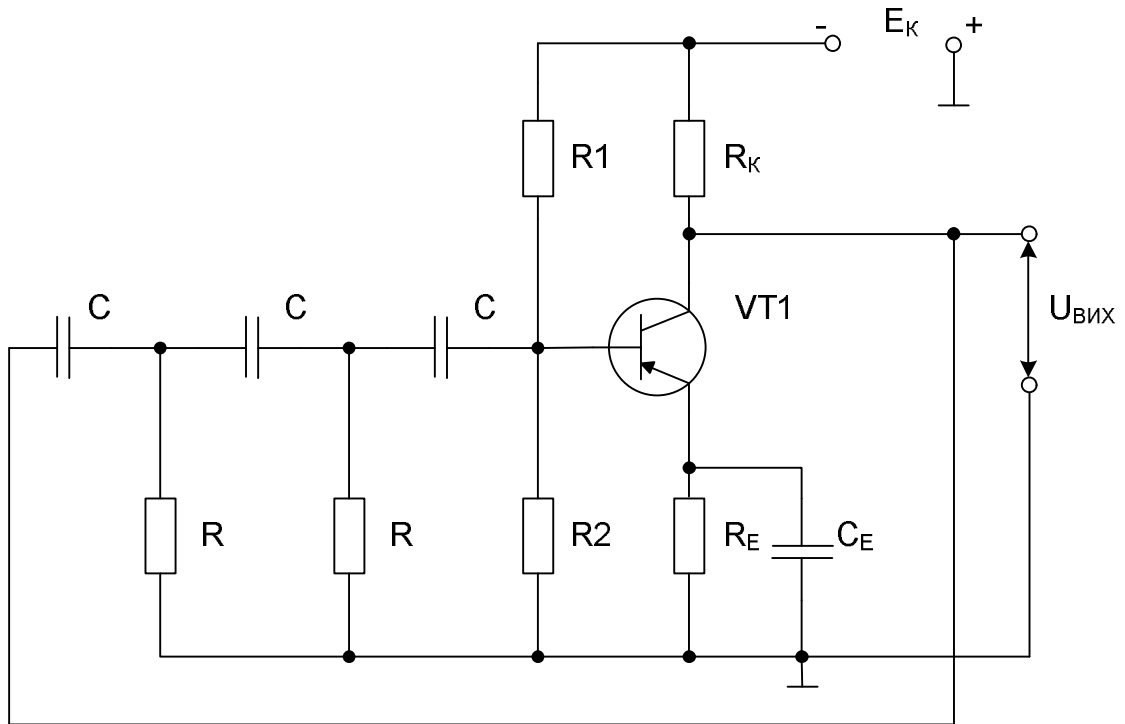


Рисунок 12 – Схема RC-автогенератора на транзисторі із трьохланковим ланцюговим чотириполюсником

Оскільки ЧСЧ, що використовується в даній схемі, зсуває фазу на 180° , генератор містить однокаскадний підсилювач на транзисторі, що включений за схемою зі спільним емітером. Даний підсилювач також зсуває фазу сигналу на 180° . Вихід підсилювача за допомогою ЧСЧ сполучений із входом, утворюючи кільцеву схему із ДЗЗ.

Режим роботи підсилювача за постійним струмом забезпечується подільником $R1$, $R2$ і резистором R_E в емітерному ланцюзі транзистора. Одночасно паралельно включені за змінним струмом резистори $R1$, $R2$, утворюють третій опір ланцюгового ЧСЧ, тобто $\frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} = R$.

При забезпеченні коефіцієнта підсилення підсилювача $K_U > 29$ втрати в ланцюговому чотириполюснику компенсуються, схема самозбуджується і генерує синусоїдальні коливання із частотою

$$f_{\Gamma} = \frac{1}{\sqrt{6} \cdot 2\pi \cdot RC} \quad (8)$$

Для підвищення вхідного опору підсилювача, що використовується в даній схемі, в схему генератора включають емітерний повторювач, який поміщають між ЧСЧ і підсилювачем. Оскільки фазовий зсув, що вносить емітерний повторювач, дорівнює нулю, умова балансу фаз при цьому не порушується. Деяке загасання, що вноситься емітерним повторювачем, повинне компенсуватися підсилювачем, щоб виконувалася умова балансу амплітуд.

Для побудови RC - автогенераторів широко використовуються інтегральні мікросхеми операційних підсилювачів (ІМС ОП). Одна із схем RC – автогенераторів на ІМС ОП із ланцюговим чотириполіусником, що фазує напругу, показана на рисунку 13.

Оскільки у даній схемі ЧСЧ складається із резисторів R1, R2 і конденсаторів C1, C2, C3, підсилювач повинен мати малі вхідний і вихідний опори і створювати зсув фази на 180°. Для цього ІМС ОП охоплена частотно-незалежним від'ємним зворотнім зв'язком (ВЗЗ), який введений за допомогою резистора R3.

Цей ланцюг настільки зменшує вхідний опір ІМС ОП, що в першому наближенні можна вважати, що фазозсувний ланцюг працює на нульовий вхідний опір. Частота коливань на виході такого автогенератора:

$$f_{\Gamma} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1 \cdot R2 \cdot (C1 \cdot C2 + C1 \cdot C3 + C2 \cdot C3)}}. \quad (9)$$

Для виникнення стійких автоколивань при змінах параметрів елементів необхідно, щоб

$$K_U \cdot \gamma > 1, \quad (10)$$

де K_U - коефіцієнт підсилення ІМС ОП; γ - загасання, що вноситься ЧСЧ.

В той же час для отримання мінімальних спотворень синусоїдального сигналу потрібно, щоб

$$K_U \cdot \gamma \approx 1. \quad (11)$$

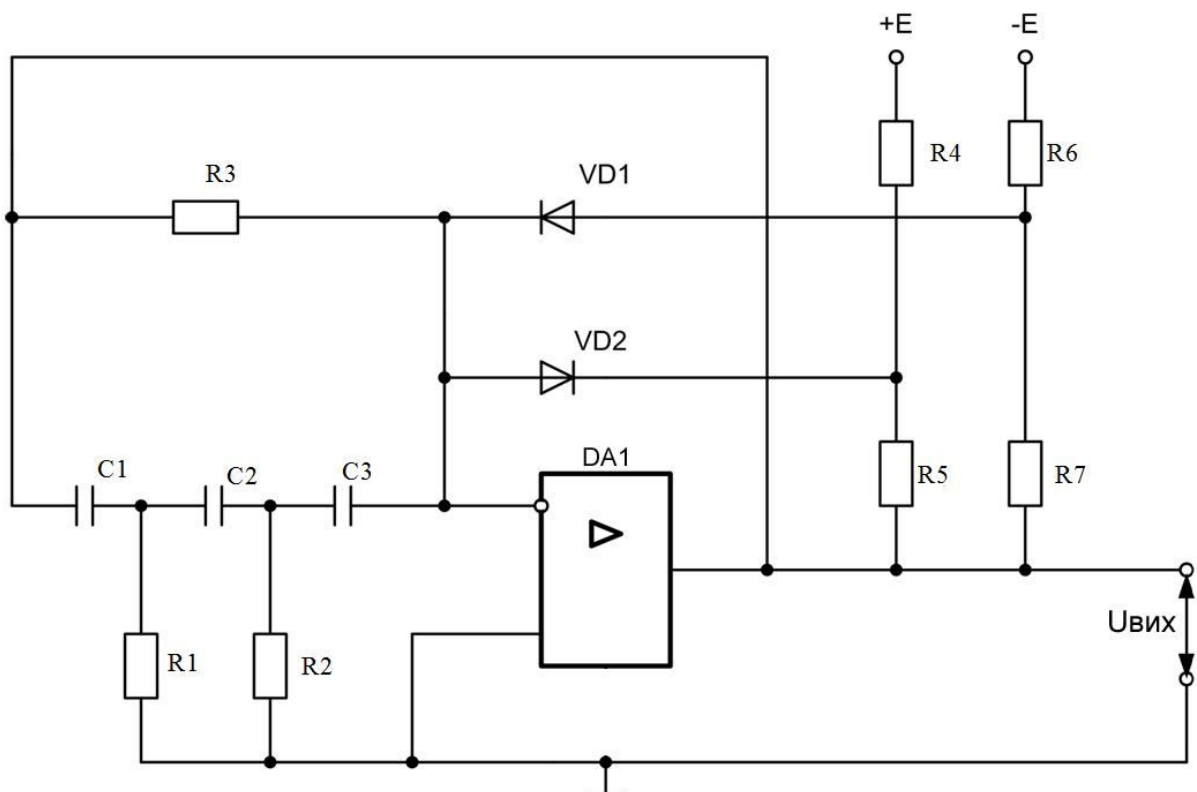


Рисунок 13 – Схема ланцюгового RC-автогенератора на ІМС ОП

Для вирішення цієї суперечності в схемі створений нелінійний ВЗЗ за допомогою діодів VD1 і VD2, які починають відкриватися тільки після того, як амплітуда автоколивань перевищить постійну закриваючу напругу зміщення, що формується за допомогою резисторів R4...R7. При відкриванні діодів глибина ВЗЗ збільшується і коефіцієнт підсилення зменшується (починає виконуватися умова $K_U \cdot \gamma \approx 1$). Це приводить до стабілізації амплітуди автоколивань. Значення напруги зсуву діодів VD1 і VD2 зазвичай підбираються при налаштуванні схеми.

Перебудова частоти автоколивань ланцюгових генераторів ускладнена, тому їх зазвичай використовують тільки для роботи на фіксованій частоті.

2.2.4 RC - автогенератори без повороту фази

Один з варіантів RC - автогенератора із Г-подібним ЧСЧ, що фазує напругу, показаний на рисунку 14.

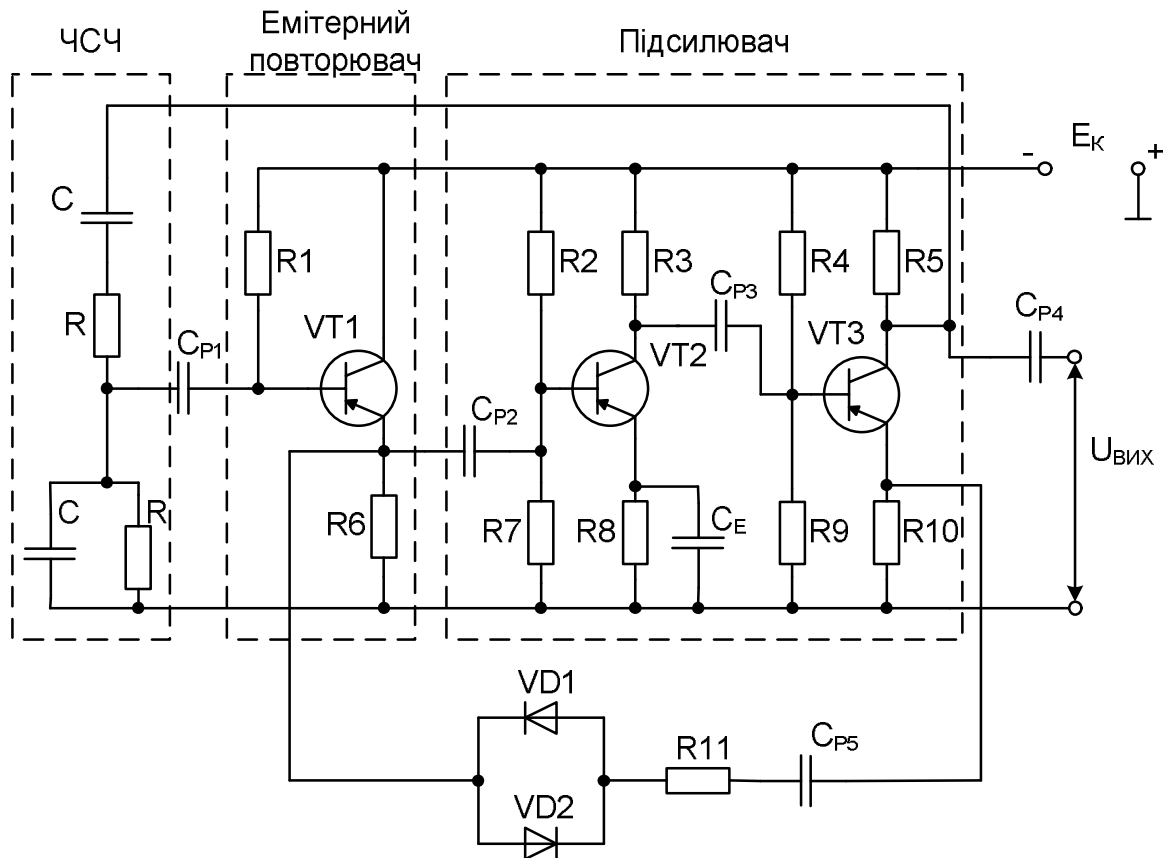


Рисунок 14 – Схема автогенератора на дискретних елементах із мостом Віна в якості ЧСЧ

Для забезпечення балансу фаз автогенератор виконаний на двокаскадному підсилювачі на транзисторах, включених за схемою із СЕ (кожен каскад створює зсув фази на 180°). Умова балансу амплітуд виконується із запасом, оскільки коефіцієнт підсилення двокаскадного підсилювача із СЕ завжди більше трьох. Тому для поліпшення форми вихідної напруги і підвищення стабільності в автогенераторі застосований ланцюг нелінійного ВЗЗ, що стабілізує роботу всіх транзисторів в лінійному режимі.

Цей ланцюг складається із конденсатора C_{p5} , резистора R_{11} і паралельно включених діодів $VD1$ і $VD2$. Особливість цього ланцюга в тому, що коефіцієнт передачі ланцюга ВЗЗ зростає із збільшенням амплітуди вихідних коливань. При цьому зменшується опір діодів і зростає сигнал ВЗЗ на вході ланцюга. Таким чином, при включенні джерела живлення амплітуда

коливань збільшується, ВЗЗ, що росте, зменшує коефіцієнт підсилення і відбувається стабілізація амплітуди коливань на заданому рівні. Цей рівень визначається опором резистора R11. Конденсатор C_{p5} служить для усунення ВЗЗ між вхідним і вихідним ланцюгами за постійним струмом.

Щоб не порушувати симетрію моста Віна (рівність активних опорів резисторів і конденсаторів в послідовному і паралельному ланцюжках), необхідно забезпечити високий вхідний опір першого каскаду підсилювача. Це досягається використанням емітерного повторювача (ЕП) на транзисторі VT1. Фазовий зсув, що вноситься ЕП, дорівнює нулю, і загальний фазовий зсув вхідної і вихідної напруг підсилювача дорівнює 2π , як цього вимагає умова балансу фаз.

Одна з можливих схем автоколивального генератора без повороту фази на ІМС ОП зображена на рисунку 15.

Дана схема - спрощена і відрізняється від раніше розглянутої використанням в якості активного елемента ІМС ОП. На схемі відсутній ланцюг ВЗЗ, який можна вводити аналогічно схемі, наведений на рисунку 14.

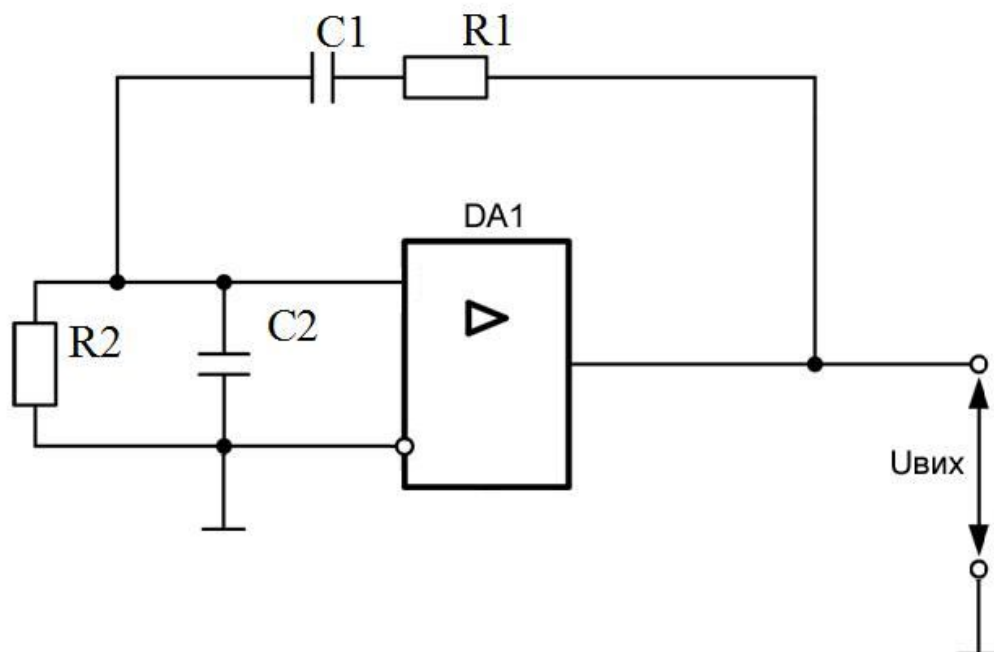


Рисунок 15 – Схема автоколивального RC-автогенератора на ІМС ОП із мостом Віна в якості ЧСЧ

3 ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННИХ СХЕМ

3.1 Загальні відомості

Для виконання своїх функцій електронні пристрої потребують наявності джерел живлення (ДЖ), в якості яких можуть виступати:

- батарейки або акумулятори (використовуються у малогабаритних автономних (портативних) пристроях);
- джерела живлення, які підключаються до мережі змінного струму [1,3,6,13,17,21,26,32].

3.2 Батарейки та акумулятори

Перевагою батарей є їх портативність і повна відсутність змінних складових на їхньому виході. Однак існує небезпека течі, якщо розрядженій батареї випадково дозволили занадто довго залишатися в приладі. Це може привести до ушкодження схем високої вартості в результаті корозії.

Протягом терміну служби батареї її напруга звичайно не залишається постійною. Це відноситься до дешевих цинкових і лужних батарей, в яких за час їх використання напруга одного елемента падає від 1,6 В до 1,3 В. Ртутно-цинкові елементи мають значно кращу характеристику, їх електрорушійна сила (ЕРС) зберігає величину 1,3 В практично протягом усього терміну служби, а потім швидко падає, так що не виникає сумнівів, коли вони виявляються повністю розрядженими. Однак вони дорогі. Аналогічну постійну ЕРС, що дорівнює 1,55 В, мають срібно-цинкові елементи.

Нікель-кадмієві елементи (акумулятори NiCd), що перезаряджаються, існують самих різних розмірів, від маленьких "кнопок" до великих батарей, які використовуються в електрокарах. Акумулятори малих розмірів

випускаються зазвичай герметичними, так що відсутній ризик витоку та немає необхідності їх витягати. Нікель-кадмієві акумулятори та більш нові елементи типу нікель-метал-гідрид (NiMH) являють собою досить добрі джерела живлення для портативної електроніки. Зарядне обладнання можна включити до складу приладу, даючи можливість працювати від мережі або від акумулятора. ЕРС нікель-кадмієвих акумуляторів падає від 1,3В до 1,1В до кінця циклу розрядки.

3.3 Джерела живлення від мережі змінного струму

3.3.1 Загальні відомості

Джерела живлення від мережі змінного струму поділяються на дві групи:

- безперервні джерела живлення (БДЖ);
- імпульсні джерела живлення (ІДЖ).

3.3.2 Безперервні джерела живлення (БДЖ)

3.3.2.1 Загальні відомості

Структура БДЖ наведена на рисунку 16.

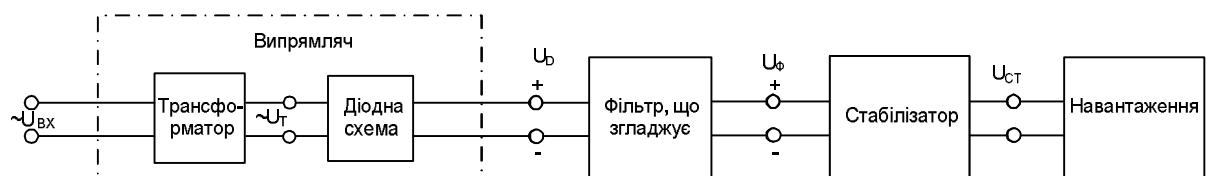


Рисунок 16 – Схема безперервного джерела живлення

На вході БДЖ знаходиться випрямляч, на який подається напруга від мережі змінного струму ($\sim U_{BX}$).

Випрямляч служить для перетворення енергії джерела змінного струму в постійний струм. Він складається із: силового трансформатора, який змінює (знижує) напругу до необхідної величини; діодної схеми, на виході якої утворюється пульсуюча напруга однієї полярності, яка побудована на основі одного або кількох діодів.

Фільтр, що згладжує, призначений для зменшення пульсацій випрямленої напруги.

Стабілізатор напруги підтримує незмінною вихідну напругу незалежно від коливань струму в навантаженні, а також коливань напруги в живлячій силовій мережі.

3.3.2.2 Випрямлячі

Випрямлячі потужністю до кількох сотень ват називаються малопотужними. Вони будуються на основі однофазних випрямлячів.

Однофазні випрямлячі можуть бути:

- однопівперіодні;
- двопівперіодні;
- мостові;
- із помноженням напруги.

3.3.2.2.1 Однопівперіодний випрямляч

Схема однопівперіодного випрямляча наведена на рисунку 17, а його ВАХ і часові діаграми роботи - на рисунках 18, 19.

Струм через діод буде текти в тому випадку, коли напруга в точці А буде додатною, і ланцюг розмикається, коли напруга в точці А стане від'ємною. В результаті на навантаженні з'явиться однополярна напруга, форма якої приведена на рисунку 18.

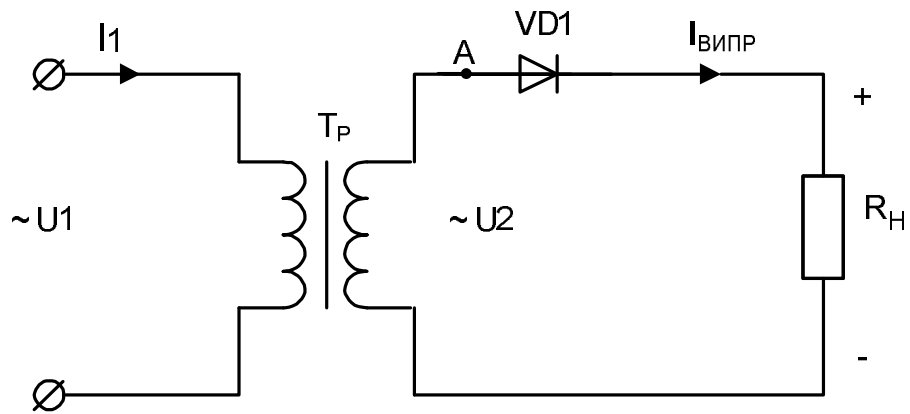


Рисунок 17 – Схема однопівперіодного випрямляча

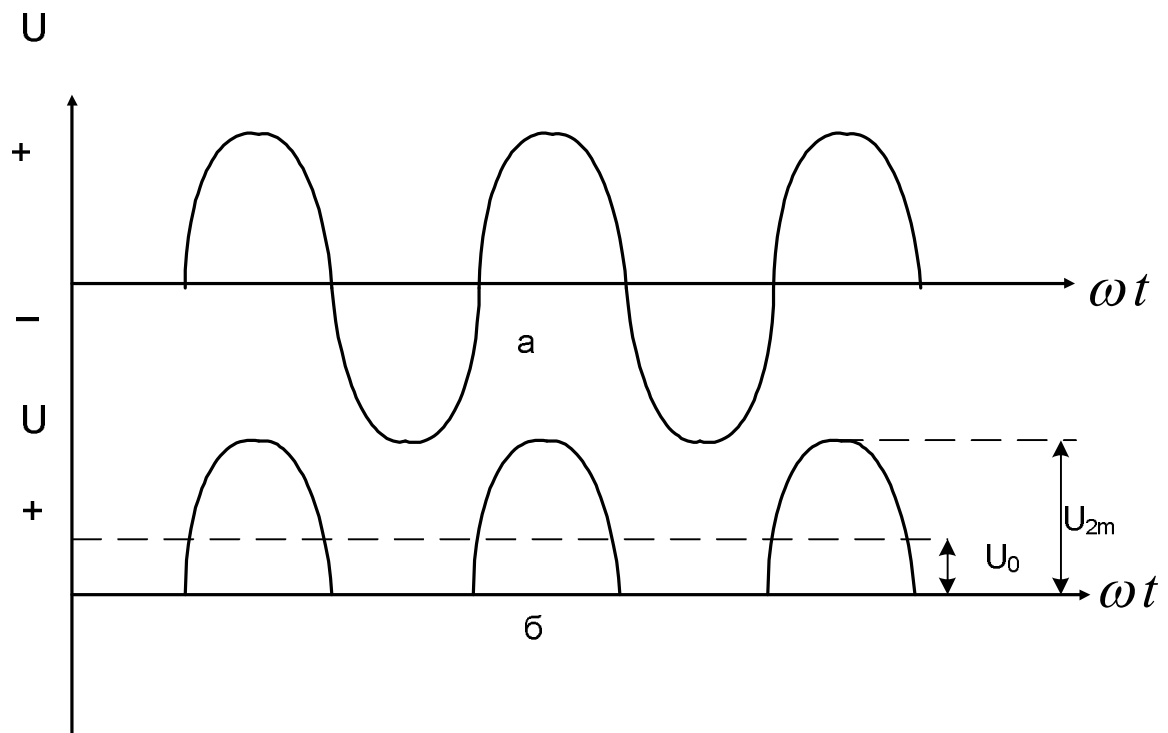


Рисунок 18 – Форма сигналу в схемі однопівперіодного випрямляча:
а – вхідна змінна напруга; б – випрямлена однополярна напруга

На наступному рисунку 19 наведені ВАХ та часові діаграми роботи однопівперіодного випрямляча.

На рисунках 18 та 19 використані наступні позначення:

U_0 – постійна складова пульсуючої напруги:

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_{2m} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{\pi} U_{2m} = 0.318 U_{2m} = 0.45 U_D;$$

U_{2m} - амплітудне значення змінної напруги на виході трансформатора;

$$U_{2m} = \pi U_0 = 3.14 U_0 ;$$

U_D – діюче значення змінної напруги;

I_D – діюче значення змінного струму;

$$U_D = \frac{U_{2m}}{\sqrt{2}} ;$$

I_0 – постійна складова пульсуючого струму;

$$I_0 = \frac{U_0}{R_n} = \frac{1}{\pi} I_{2m} ;$$

$$I_D = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (I_{2m})^2 \sin(\omega t) d(\omega t)} = 0.5 I_{2m} = 1.57 I_0 .$$

При активному навантаженні кут відсічки $\theta = 90^\circ$. Якщо використовується ємнісне навантаження: $I_0 = \frac{1}{2\pi}$.

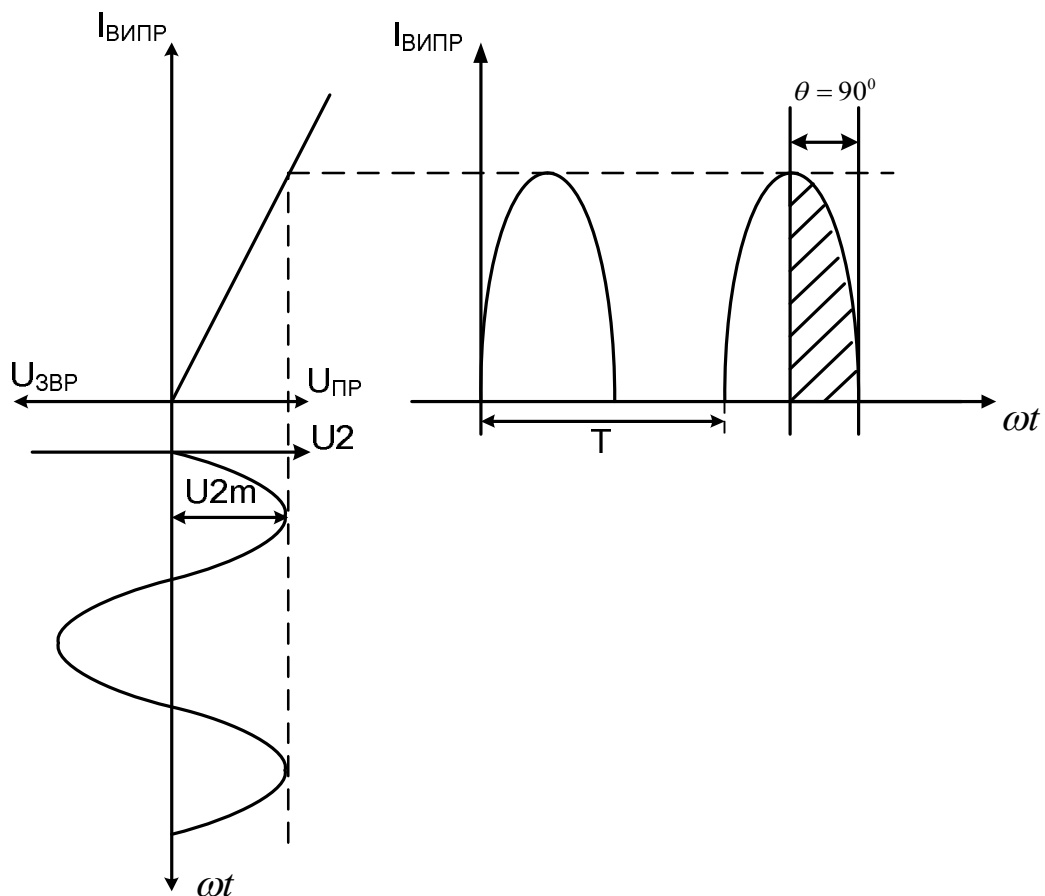


Рисунок 19 – ВАХ та часові діаграми роботи однопівперіодного випрямляча

3.3.2.2.2 Двопівперіодний випрямляч

3.3.2.2.2.1 Мостовий випрямляч

На рисунку 20 показана більш досконала схема випрямляча, в якій змінна напруга використовується повністю. Ця схема більш відома, як двопівперіодний мостовий випрямляч. Оскільки діодна схема має форму ромба і нагадує міст Уїтсона, таку схему ще називають мостовим випрямлячем.

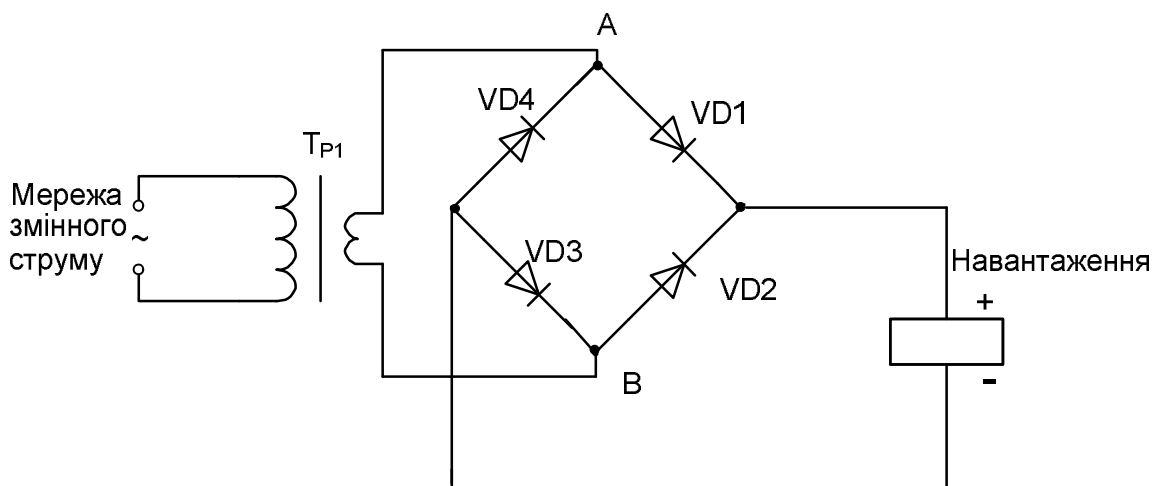


Рисунок 20 – Двопівперіодний мостовий випрямляч

Ми можемо легко розбити його роботу на окремі етапи, розглядаючи, що відбувається під час додатних і від'ємних півперіодів напруги на виході трансформатора. Коли напруга в точці А додатна, діод VD1 проводить струм, і напруга на верхньому кінці навантаження додатна; в той же час напруга в точці В від'ємна і діод VD3, пропускає її до нижнього кінця навантаження. В наступному півперіоді напруга В точці А від'ємна, а В точці В додатна, так що діод VD2 проводить від точки В до верхнього кінця навантаження, а діод VD4 проводить від точки А до нижнього кінця навантаження. Результуюча форма сигналу на навантаженні наведена на рисунку 21.

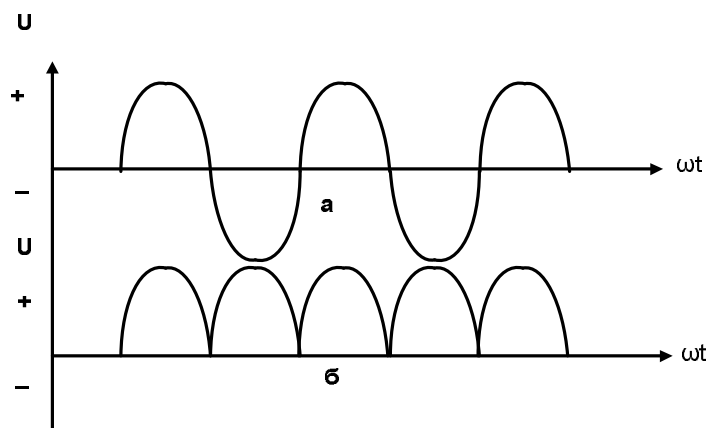


Рисунок 21 – Форма сигналу в двопівперіодному випрямлячі:
а – вхідна змінна напруга; б – випрямлена однополярна напруга на навантаженні

Очевидно, що при двопівперіодному випрямленні напруга на навантаженні має менш переривчастий характер, ніж у випадку однопівперіодного випрямлення.

Помітимо, що частота сигналу при двопівперіодному випрямленні дорівнює подвоєній частоті вхідної змінної напруги. Від'ємна півхвиля вхідної змінної напруги інвертується та вставляється між сусідніми додатними півперіодами.

3.3.2.2.2 Двофазний двопівперіодний випрямляч

Схема двофазного двопівперіодного випрямляча наведена на рисунку 22.

В схемі використовується трансформатор із подвоєною напругою на вторинній обмотці, але з відводом від середини вторинної обмотки (в точці О). В результаті напруга між точками А і О завжди зсунута за фазою стосовно напруги між точками В і О на 180° . Із цієї причини схема називається двофазним двопівперіодним випрямлячем. В першому півперіоді напруга в точці А додатна і діод VD1 пропускає його до верхнього кінця навантаження. В наступному півперіоді напруга в точці А від'ємна, а в точці

В додатна отже, діод VD2 відкритий і пропускає додатну напругу до верхнього кінця навантаження.

Ця схема, в дійсності, являє собою два однопівперіодних випрямляча, що працюють разом на одне навантаження. Форма напруг тут така ж, як на рисунку 21. Порівнюючи цю схему із мостовим випрямлячем, бачимо, що у двофазній схемі виявляються зекономленими два діоди, але потрібна додаткова обмотка в трансформаторі. Цей випрямляч був популярний в схемах на лампах, де в якості діодів VD1, VD2 звичайно використовувалися два лампові діоди в одному балоні із загальним катодом, але зараз ця схема використовується нечасто, оскільки напівпровідникові діоди досить дешеві.

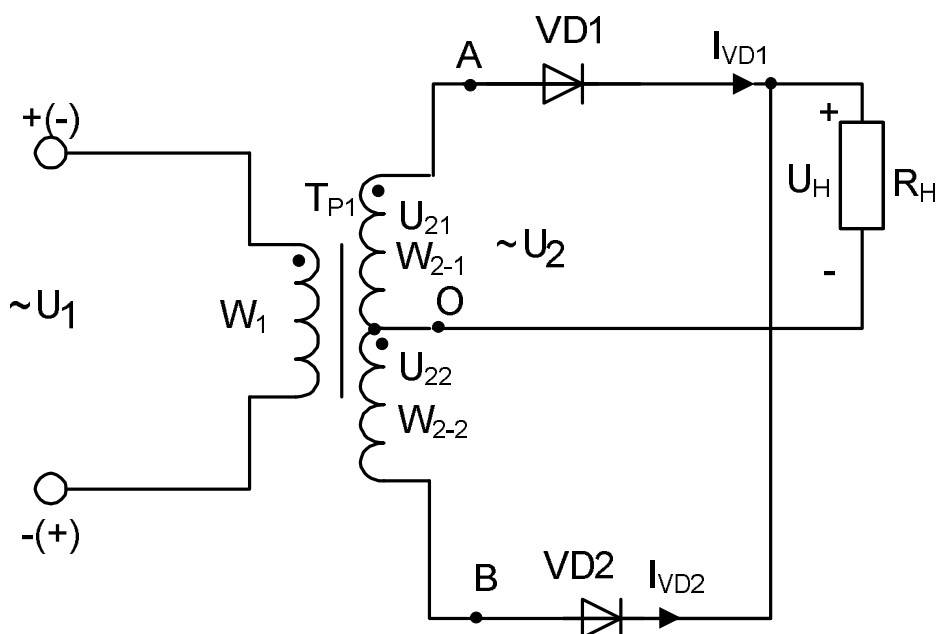


Рисунок 22 – Схема двофазного двопівперіодного випрямляча

Має рацію економити на обмотці трансформатора, використовуючи мостовий випрямляч.

3.3.2.3. Фільтр, що згладжує

Хоча сигнали, форма яких приведена на рисунках 18, 21, є однополярними, про них не можна сказати, що вони є безперервною постійною напругою, оскільки вони все ще містять велику змінну складову.

Ця напруга годиться для заряду акумулятора, причому напруга на виході двопівперіодного випрямляча більш підходить, оскільки у нього більший середній струм, але його не можна використовувати в такому необробленому вигляді як напруга живлення електронного обладнання.

Щоб згладити пульсуючу напругу, до виходу випрямляча підключають накопичуючий конденсатор, як показано на рисунку 23.

Типова ємність конденсатора C для мережі із частотою 50 Герц знаходиться в діапазоні від 100 мкФ до 30000 мкФ і залежить від струму навантаження та необхідної ступені згладжування.

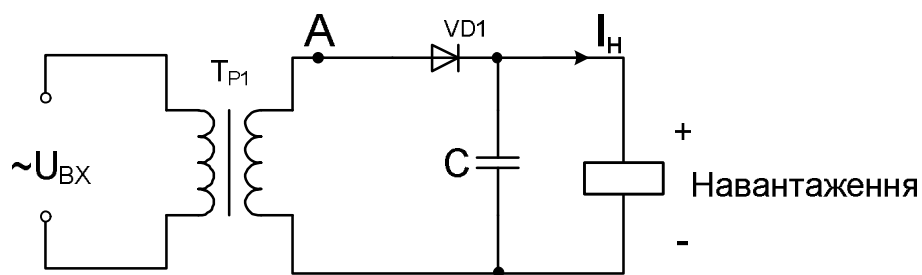


Рисунок 23 – Фільтр, що згладжує

Ефект згладжування накопичуючого конденсатора можна пояснити, розглядаючи інтервали заряду і розряду в сигналі, форма якого приведена на рисунку 24. Дійсна форма вихідної напруги показана суцільною лінією, а його середнє значення $U_{\text{СЕР}}$ (U_0) відмічене горизонтальною пунктирною лінією. Пунктиром змальовані також півперіоди змінної напруги, в межах яких діод (в схемі без конденсатора C) проводить.

Конденсатор заряджається поблизу пікового значення відповідного півперіоду змінної напруги і потім розряджається в навантаження протягом частини періоду, що залишилась. Таким чином, велику частину часу струм в навантаженні забезпечується накопичуючим конденсатором, а випрямляч просто «поповнює» заряд конденсатора поблизу піків в кожному півперіоді.

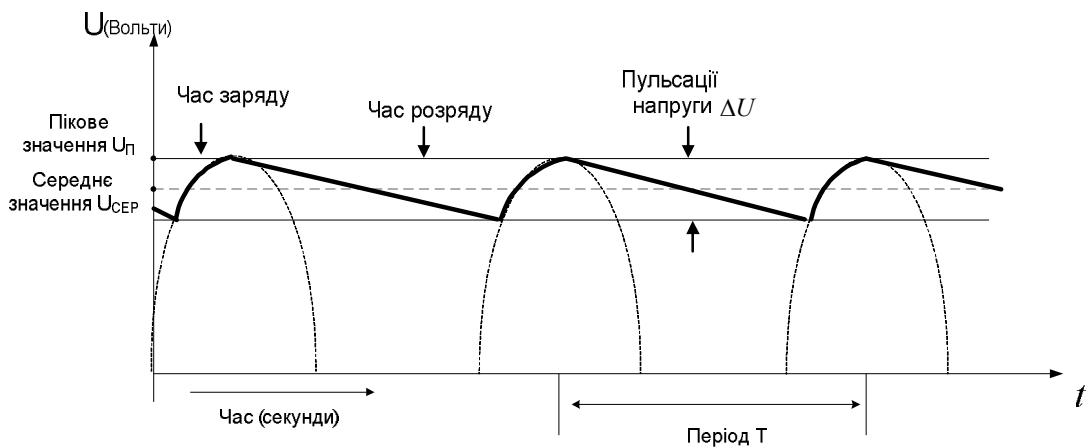


Рисунок 24 – Вихідна напруга однопівперіодного випрямляча з накопичуючим конденсатором

Якщо струм навантаження дорівнює нулю, то конденсатор просто залишатиметься зарядженим до пікового значення вхідної змінної напруги $U_{\text{п}}$, яке дорівнює: $\sqrt{2}$ * діюче значення вхідної напруги.

Кінцевий струм навантаження $I_{\text{н}}$ викликає падіння напруги на накопичуючому конденсаторі на деяку величину ΔU протягом періоду змінної напруги.

Результуюча «шорсткість», викликана пульсаціями постійної вихідної напруги, проявляється як змінна напруга приблизно трикутної форми, накладеної на постійну напругу, що установилась. Розмах пульсацій, що дорівнює спаду напруги на конденсаторі ΔU протягом періоду, можна обчислити, розглядаючи швидкість розряду.

Із цією метою ми нехтуватимемо часом заряду конденсатора і допустимо, що розряд займає час T , тобто весь період змінної напруги. Це розумно, якщо пульсації малі в порівнянні із постійною вихідною напругою.

Заряд, що віддається накопичуючим конденсатором C протягом кожного періоду змінної напруги, дорівнює

$$\Delta Q = I_{\text{н}} T \text{ кулон,} \quad (12)$$

де $I_{\text{н}}$ - середній струм навантаження.

Спад напруги на конденсаторі і відповідно розмах пульсацій визначаються виразом:

$$\Delta U = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_H T}{C}, \quad (13)$$

де I_H - струм в амперах,

T – час у секундах,

C – ємність у Фарадах.

Або

$$\Delta U = \frac{I_H}{Cf}, \quad (14)$$

де f - частота змінної напруги у герцах.

Наявність змінної складової, що накладається на постійну середню напругу, викликає падіння середнього значення вихідної напруги $U_{\text{СЕР}}$ по мірі збільшення струму навантаження. $U_{\text{П}}$ - пікова напруга на конденсаторі майже дорівнює амплітуді вхідної змінної напруги, але, як правило, менше на 1В через падіння напруги на діоді. Різниця між $U_{\text{П}}$ і $U_{\text{СЕР}}$ є середнім значенням пульсацій, яке, при трикутній формі коливань дорівнює половині повного розмаху $\frac{1}{2}\Delta U$.

Це означає що середнє значення вихідної напруги дорівнює

$$U_{\text{СЕР}} \approx U_{\text{П}} - \frac{I_H}{2Cf}. \quad (15)$$

Виконані обчислення, відносилися до однопівперіодного випрямляча, в якому частота пульсацій та ж, що і частота вхідної змінної напруги. У разі двопівперіодного випрямлення (рисунок 25) частота пульсацій дорівнює подвоєній частоті вхідної змінної напруги.

Таким чином, у двопівперіодному випрямлячеві повний розмах пульсацій дорівнює

$$\Delta U = \frac{I_H}{2Cf}, \quad (16)$$

де f - частота вхідної напруги.

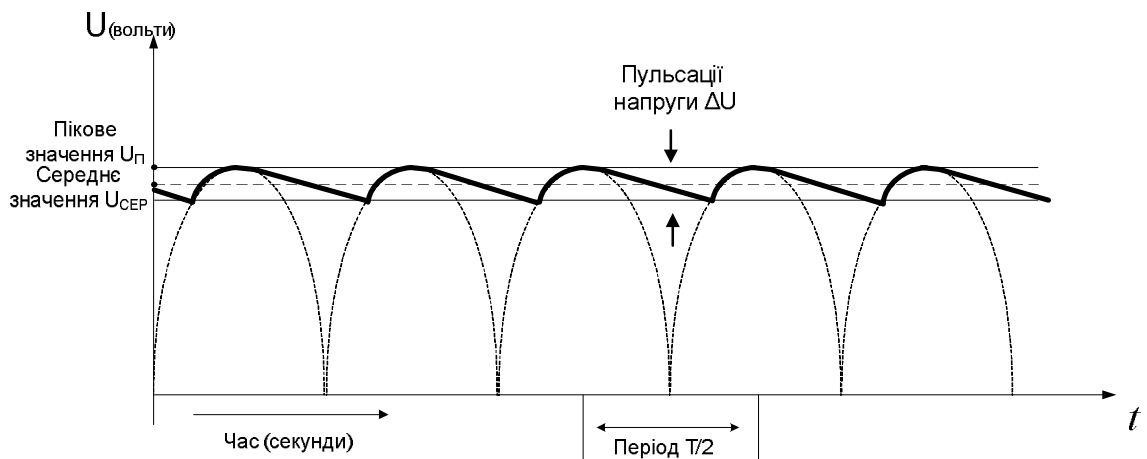


Рисунок 25 – Вихідна напруга двопівперіодного випрямляча із накопичуючим конденсатором

Середнє значення вихідної напруги:

$$U_{\text{СЕР}} \approx U_{\text{п}} - \frac{I_{\text{н}}}{4Cf}. \quad (17)$$

Звідси витікає, що у двопівперіодному випрямлячеві пульсації удвічі менші, ніж в однопівперіодному випрямлячеві. Тому зменшення напруги за рахунок пульсацій при включенні навантаження в даному випадку дорівнює половині від зменшення напруги у разі однопівперіодного випрямляча. Із цієї причини двопівперіодний випрямляч є основним типом випрямляча для більшості застосувань.

3.3.2.4 Здатність навантаження

Оскільки, коли тече струм навантаження, вихідна напруга будь-якого реального джерела живлення падає на деяку величину, корисно задавати це падіння. Зазвичай джерело живлення характеризується здатністю навантаження. Здатність навантаження джерела живлення (інколи зветься стабільністю напруги) визначається як зміна вихідної напруги, виражена у відсотках, при збільшенні струму навантаження від нуля до розрахункового значення. Інший спосіб визначення тієї ж самої характеристики полягає

просто у визначенні вихідного опору джерела $R_{\text{вих}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{вих}}}$, де $\Delta U_{\text{вих}}$ є падінням вихідної напруги при збільшенні струму навантаження на $\Delta I_{\text{вих}}$.

3.3.2.5 Параметри діода і конденсатора

Вибір діода і конденсатора для джерела живлення вимагає деякої уваги. Подальше вивчення однопівперіодного випрямляча, схема якого приведена на рисунку 23, проілюструє це. Розглянемо різницю потенціалів на діоді, коли потенціал на виводі А вторинної обмотки трансформатора від'ємний. Діод не проводить струм, але накопичуючий конденсатор С, підключений до катода діода, та заряджений до додатної напруги, яка приблизно дорівнює амплітуді змінної напруги $U_{\text{П}}$. Оскільки потенціал анода діода, що задається трансформатором, від'ємний і дорівнює $U_{\text{П}}$, повна різниця потенціалів на діоді дорівнює $2U_{\text{П}}$, і тому він повинен витримувати цю зворотну напругу без лавинного пробою. Величина гранично допустимої зворотної напруги діода називається максимальною зворотною напругою $U_{\text{ЗВР}}$.

Хоча теоретично значення $U_{\text{ЗВР}}$ дорівнює: $2\sqrt{2}$ * діюче значення напруги на вторинній обмотці трансформатора, але доцільно вибирати $U_{\text{ЗВР}}$ принаймні в чотири рази більше ефективного значення вказаної напруги. Це пов'язано із можливістю появи на вторинній обмотці трансформатора короткочасних імпульсів напруги в результаті дії завад у силовій мережі. Їх величина може бути настільки великою, що це може викликати пробій р-п переходу.

Як струмовий параметр у діода, зазвичай приймається максимальне значення середнього струму живлення, що надходить від джерела, хоча у дійсності струм, що потрапляє в накопичуючий конденсатор в короткі інтервали часу, має набагато більшу величину. Більшість діодів допускають такі великі пікові струми за умови, що вони є короткочасними, але для

деяких діодів буває вказана максимально можлива величина ємності накопичуючого конденсатора. Накопичуючий конденсатор повинен, звичайно, мати номінальну напругу U_{Π} , що дорівнює: $\sqrt{2}$ * діюче значення змінної вхідної напруги [17]. Менш очевидні вимоги, що відносяться до струму конденсатора. Протягом більшої частини періоду змінної напруги струм навантаження фактично забезпечується конденсатором, який повинен виконувати свою функцію не перегріваючись. Допустимі пульсації струму конденсатора визначаються в заводських умовах і у випадку електролітичних конденсаторів, можуть становити від 200 мА для невеликих конденсаторів загального призначення до десятків амперів для великих спеціалізованих накопичуючих конденсаторів.

3.3.2.6 Схеми множення напруги

На рисунку 26 показана схема, яка дає вихідну постійну напругу, що дорівнює подвоєному значенню пікової напруги ($2U_{\Pi}$) на вторинній обмотці трансформатора (при відключеному навантаженні). Фактично тут присутні два окремих однопівперіодних випрямлячі, а накопичуючі конденсатори працюють від однієї вторинної обмотки трансформатора. Діод VD1 і конденсатор C1 дають додатну напругу U_{Π} відносно виводу В, а діод VD2 і конденсатор C2 – від'ємну напругу – U_{Π} .

Конденсатори C1 і C2, таким чином, поведуться як дві послідовно включені батареї, даючи разом напругу $2U_{\Pi}$.

На рисунку 27 приведена трохи інша схема подвоювача напруги: в ній один із виходів являється спільним із виходом В вторинної обмотки трансформатора і це може бути позитивною рисою у деяких випадках. Аби дослідити роботу цієї схеми, розглянемо послідовні півперіоди на виході трансформатора.

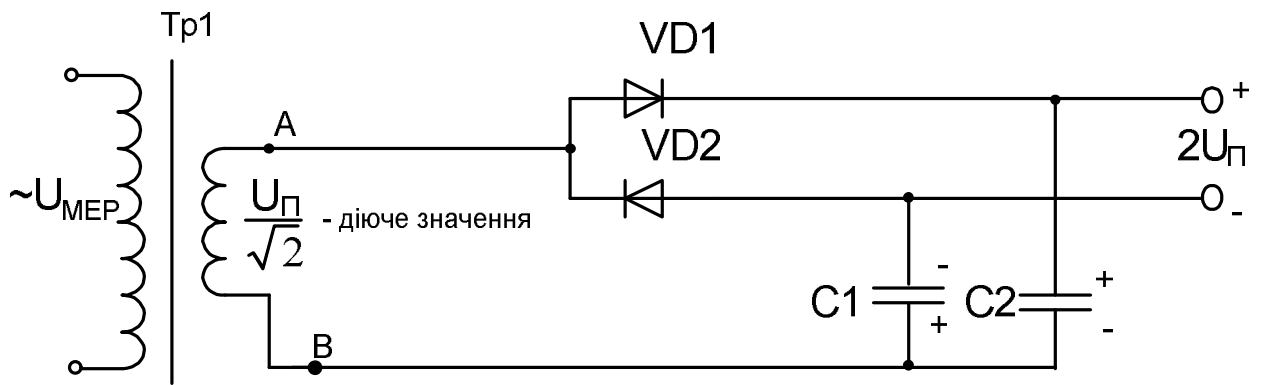


Рисунок 26 – Подвоювач напруги

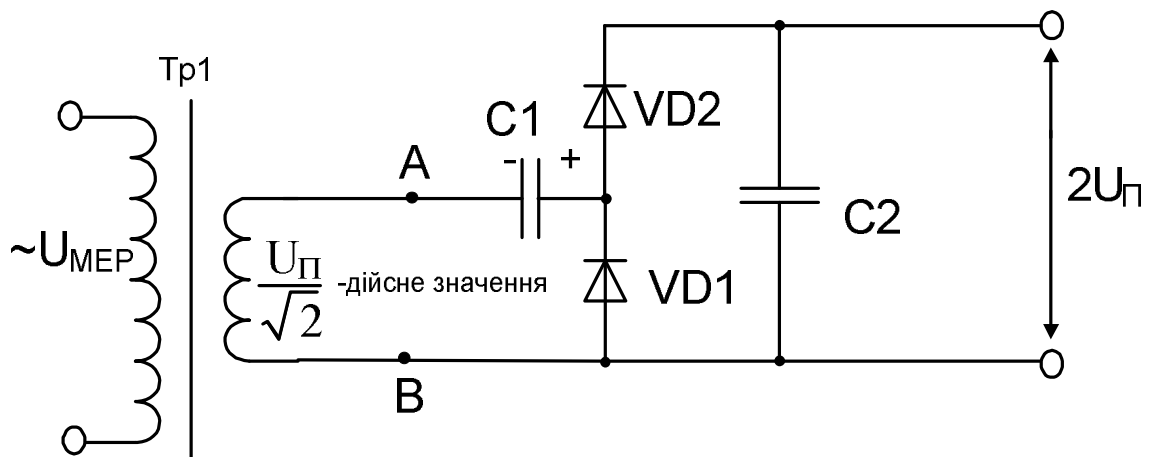


Рисунок 27 – Каскадний подвоювач напруги

Коли напруга в точці А від'ємна, а в точці В додатна, діод VD1, проводить і заряджає конденсатор C1, до напруги U_{Π} . Потім, коли напруга в точці А додатна, а в точці В від'ємна діод VD1 закритий, а діод VD2 проводить, поділяючи заряд конденсатора C1, із конденсатором C2. У той же самий час, конденсатор C2 підключається до виходу вторинної обмотки трансформатора із додатною напівхвилею напруги, яка включається послідовно із напругою на C1. Загальний заряд конденсатора C2, таким чином, приводить до появи на ньому значно більшої різниці потенціалів, ніж U_{Π} . Цей процес триває кілька періодів доти, поки конденсатор C2 не зарядиться до напруги $2U_{\Pi}$.

3.3.2.7 Схеми фільтрів

Ми вже бачили, що на постійну напругу на накопичуючому

конденсаторі накладені пульсації, за винятком нетипової ситуації, коли струм навантаження дорівнює нулю. У більшості випадків, коли випрямляч повинен служити джерелом живлення електронних схем, пульсації повинні бути зменшені.

Цього можна досягти за допомогою простого RC- фільтра нижніх частот, схема якого наведена на рисунку 28.

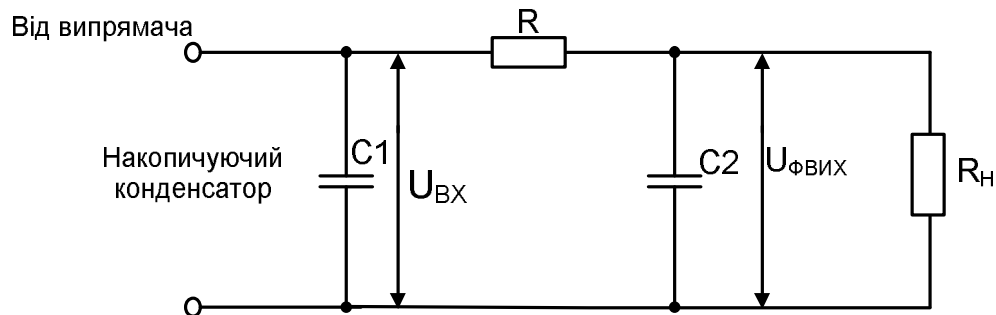


Рисунок 28 – Фільтр нижніх частот для зменшення пульсацій

При використанні RC - фільтра є одна складність, що полягає в тому, що послідовно включений резистор збільшує вихідний опір джерела, а це знижує навантажувальну здатність.

Дросельно - конденсаторний (LC-) фільтр, зображений на рисунку 29, вільний від цього недоліку, тому що дросель має великий реактивний опір на частоті пульсацій, але чинить малий опір постійному струму, зменшуючи, таким чином, пульсації й не сильно збільшуючи вихідний опір.

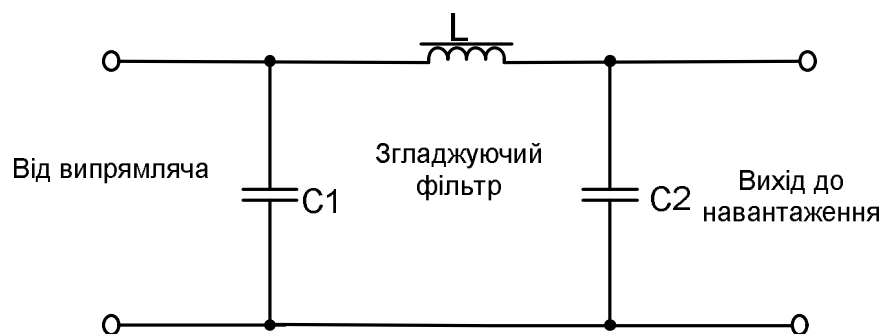


Рисунок 29 – Фільтр нижніх частот із індуктивністю

3.3.2.8 Стабілізатори напруги

3.3.2.8.1 Загальні відомості

Схеми, що обговорювались раніше, мають один спільний недолік.

Існує межа досяжної навантажувальної здатності, яка встановлюється внутрішнім опором схеми, що складається із трансформатора, діода, і ємністю накопичуючого конденсатора.

Крім того, будь-яка флуктуація напруги мережі буде повністю передаватися на вихід, так що навіть у тому випадку, коли навантаження залишається постійним, вихідна напруга буде змінюватись. Ці недоліки зменшуються в схемах, які називаються стабілізаторами напруги.

3.3.2.8.2 Параметричний стабілізатор постійної напруги

В параметричних стабілізаторах використовуються напівпровідникові стабілітрони, які працюють в області зворотного електричного пробою.

На рисунку 30 показана типова вольт - амперна характеристика стабілітрона, у якого пробій настає при напрузі 5В.

В режимі пробою різниця потенціалів на діоді залишається майже постійною при зміні струму в широкому діапазоні. Ця властивість використовується у найпростішій схемі стабілізатора напруги, зображеній на рисунку 31. Тут вихідна напруга дорівнює різниці потенціалів на діоді, тому постійна при зміні вхідної напруги в широких межах.

Вхідна напруга стабілізатора повинна бути принаймні на два або три вольти вище, ніж необхідна вихідна напруга, щоб задати відповідний струм через стабілітрон, при якому забезпечується його робота в режимі пробою.

Ступінь стабілізації, який забезпечує дана схема, можна охарактеризувати коефіцієнтом стабілізації, що дорівнює відношенню зміни

вхідної напруги у відсотках до викликаного нею зміни вихідної напруги у відсотках. Виходить, що

$$\text{коефіцієнт стабілізації} = \frac{\% \text{зміни вхідної напруги}}{\% \text{зміни вихідної напруги}}.$$

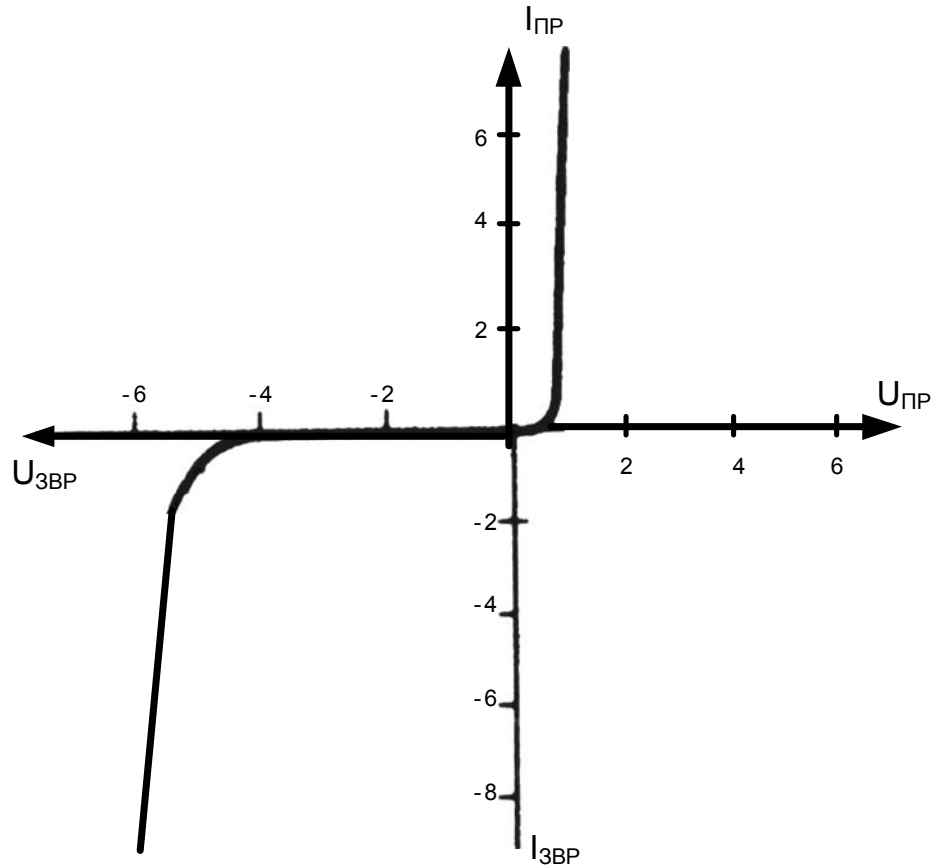


Рисунок 30 – Типова ВАХ стабілітрона

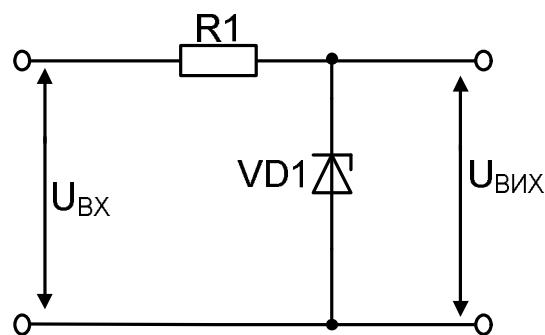


Рисунок 31 – Схема параметричного стабілізатора напруги

Найпростіший стабілізатор зі стабілітроном, подібний до зображеного на рисунку 31, дає коефіцієнт стабілізації між 5 і 20, у той час як деякі більш складні інтегральні регулятори дають коефіцієнт стабілізації більше 1000.

Іншим параметром, який визначає ступінь стабілізації, є наскрізна стабілізація або коефіцієнт нестабільності стосовно вхідної напруги. Наскрізну стабілізацію можна визначати по-різному, але найчастіше використовують наступне відношення:

$$\text{коефіцієнт нестабільності} = \frac{\text{зміна вихідної напруги}}{\text{зміна вхідної напруги}} * 100\%.$$

На відміну від коефіцієнта стабілізації цей параметр не враховує, що вхідна й вихідна напруги, можливо, відрізняються, наприклад, вхідна напруга 25В може давати на виході 15В. Однак ця істотна відмінність ніяк не відбивається на результаті. Тому подібне порівняння зміни низьковольтної вихідної напруги зі зміною напруги в мережі вводить в оману: так можна помилково прийти до висновку, що понижуючий трансформатор сам по собі виявляє значну стабілізуючу дію. Типова величина коефіцієнта нестабільності для добре стабілізованих джерел становить 0,01%. Згідно з іншим визначенням коефіцієнта нестабільності воно дорівнює відношенню зміни вихідної напруги у відсотках до заданої у відсотках зміни вхідної напруги. Якщо це визначення застосовується у випадку, коли зміна вхідної напруги становить 10%, як це часто буває, то коефіцієнт нестабільності можна виразити наступним чином:

$$\text{коефіцієнт нестабільності} = \frac{10}{\text{КС}} \%.$$

Порівнюючи позитивні якості тих або інших джерел живлення, важливо звернути увагу на спосіб, що застосовується для вираження стабілізуючої здатності, оскільки різні виробники використовують різні методи, так що результати, строго говорячи, не можна порівнювати.

Звичайно, стабілітрон не є бездоганним стабілізатором. Якщо ми уважно розглянемо характеристику пробою, то побачимо, що вона має кінцевий нахил, як це показане на рисунку 30. Інакше кажучи, різниця потенціалів трохи росте зі збільшенням струму, що протікає через діод. Цей ефект дуже помітний при малих струмах, і для більшості малопотужних

стабілітронів необхідно, щоб струм, що протікає через них, був принаймні рівний 5 мА, а переважніше 20 мА. Тільки в цьому випадку виходить найкраща стабілізація.

3.3.2.8.3 Стабілізатори в інтегральному виконанні

Було створено багато стабілізаторів для ряду фіксованих вихідних напруг, наприклад стабілізатори з напругою 5В для логічних схем або 15В для операційних підсилювачів. На рисунку 32 приведена схема, в якій використовується мікросхема ІС 7805 (аналог К142ЕН5А). Вона забезпечує стабільне 5В живлення, яке необхідне для логічних схем [17].

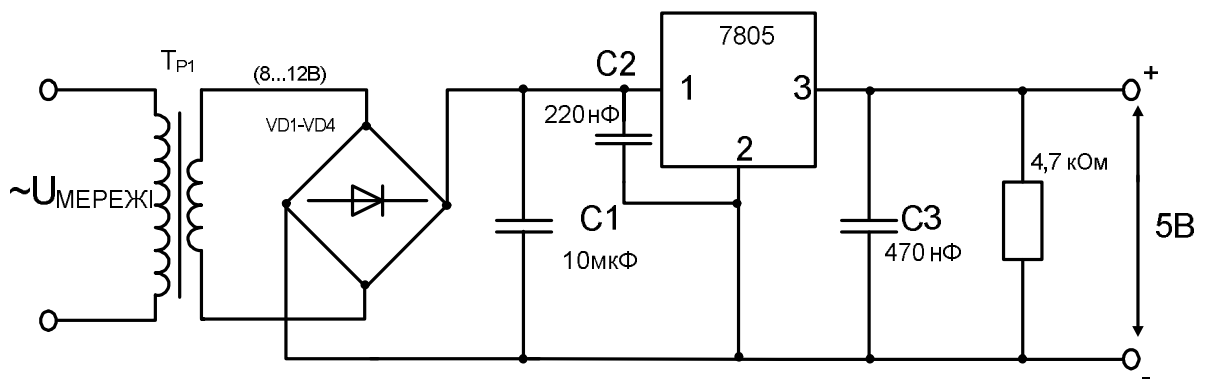


Рисунок 32 – Стабілізоване 5-вольтне джерело живлення, на основі стабілізатора в інтегральному виконанні

САМОСТІЙНА РОБОТА СТУДЕНТІВ (СРС)

1 ПРИКЛАД РОЗРАХУНКУ АКТИВНОГО ФІЛЬТРА НИЖНІХ ЧАСТОТ

Вихідні дані для розрахунку:

- АЧХ ФНЧ повинна бути монотонною в смузі пропускання і смузі затримки;
- коефіцієнт підсилення $K=1$;
- частота зрізу $f_3=10\text{Гц}$;

- максимальне загасання в смузі пропускання $\alpha_1=3\text{дБ}$;
- мінімальне загасання в смузі затримування $\alpha_2=20\text{дБ}$;
- ширина перехідної області $T_{\text{ФНЧ}} = 10\text{Гц}$.

Ці дані були введені в програму розрахунку фільтра, яка визначила, що заданим значенням задовольняє фільтр Батерворта 4-го порядку. Його принципова схема показана на рисунку 1 і включає дві ланки 2-го порядку, які реалізовані на ІМС ОП: DA1, DA2 [22,23].

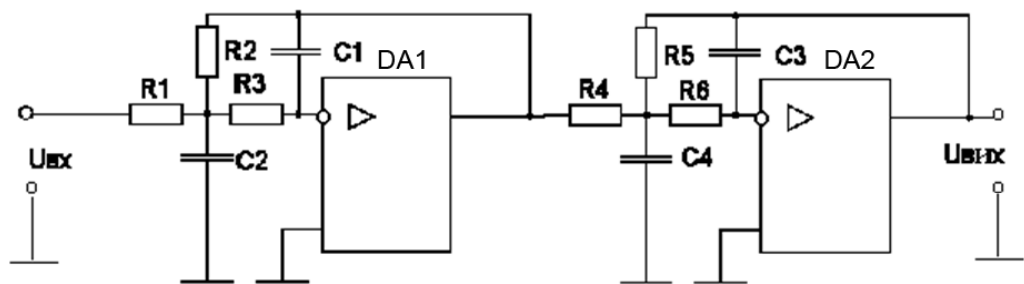


Рисунок 1 – Принципова схема фільтра Батерворта

Розрахунковий порядок фільтра = 4.

Добротність:

ланка1 = 0.541196;

ланка2 = 1.306563.

Значення елементів :

ланка1: $R1=34,8\text{кОм}$; $R2=34,8\text{кОм}$; $R3=1,74\text{кОм}$; $C1=422\text{нФ}$;

$C2=1\text{мкФ}$;

ланка2: $R4=82,5\text{кОм}$; $R5=82,5\text{кОм}$; $R6=41,2\text{кОм}$; $C3=73,2\text{нФ}$;

$C4=1\text{мкФ}$.

На рисунку 2 наведені характеристики: окремих ланок ФНЧ; АЧХ ФНЧ, що відповідає розрахунковим значенням його компонентів без їхнього округлення до конкретного стандартного ряду електронних елементів, наприклад, E96; АЧХ ФНЧ, що відповідає реальним значенням компонентів

схеми,отриманим після їхнього округлення до конкретного стандартного ряду електронних елементів, наприклад, E96.

На рисунку 2 позначені:

2, 4, 6 – теоретичні характеристики всього фільтра, 1-ої та 2-ої ланок

1, 3, 5 – реальні характеристики всього фільтра, 1-ої та 2-ої ланок.

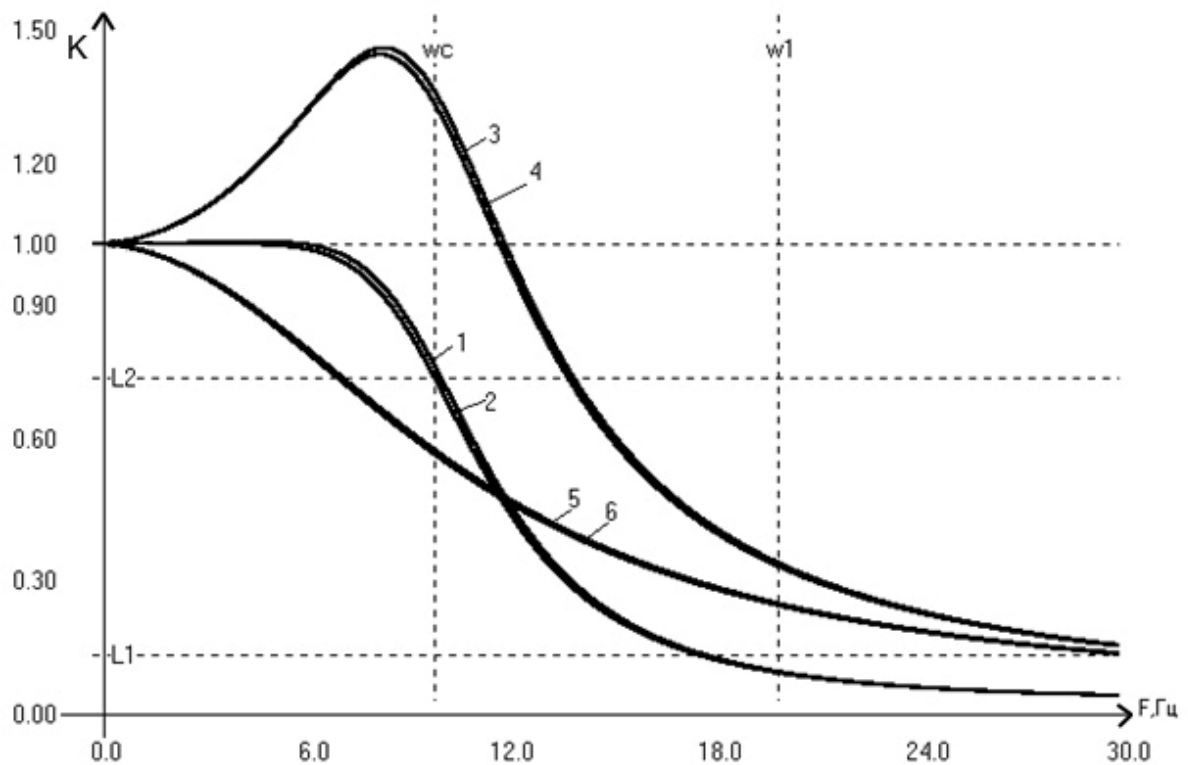


Рисунок 2 – Характеристики фільтра

2 СХЕМИ РЕГУЛЮВАННЯ НАПРУГИ ЖИВЛЕННЯ

В експериментальній електроніці джерела живлення із регульованою вихідною напругою є дуже корисним елементом устаткування. Найпростіший спосіб одержати регульовану вихідну напругу полягає у використанні потенціометра, наприклад, так, як показано рисунку 3.

Тут джерелом постійної напруги служить батарея з напругою 18 В, хоча з тим же успіхом може бути застосовані трансформатор, діод і

накопичуючий конденсатор. Потенціометр можна встановити так, щоб давати будь-яку необхідну напругу на виході, але тут є серйозний недолік: наявність потенціометра збільшує вихідний опір, здатність навантаження сильно погіршується.

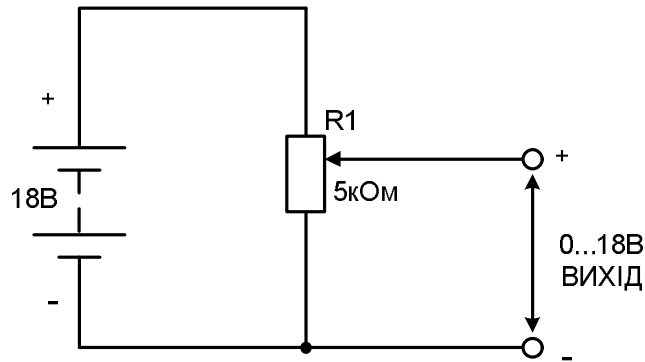


Рисунок 3 – Схема регулювання напруги з потенціометром

У цьому можна переконатися, зібравши схему, наведену на рисунку 3, підключивши до її виходу вольтметр і встановивши потенціометром вихідну напругу, що дорівнює 10 В. Якщо тепер до вихідних клем підключити резистор навантаження з опором 1 кОм, то відбудеться значне падіння вихідної напруги.

Це погіршення навантажувальної здатності є наслідком великого вихідного опору потенціометра, яке максимальне, коли рухливий контакт перебуває близько середини. Можна, звісно, зменшити вихідний опір, застосовуючи низькоомний потенціометр, але для того, щоб стабільність напруги була задовільною, опір потенціометра повинний бути настільки малим, що на ньому буде розсіюватися більша потужність, ніж на навантаженні. Значно краще рішення полягає у зменшенні вихідного опору за допомогою емітерного повторювача.

Розглянемо схему, наведену на рисунку 4.

Як і раніше, потенціометр забезпечує регулювання напруги, але в той же час вихідний опір зменшений завдяки емітерному повторювачу, зібраному на транзисторі VT1. Ефективність емітерного повторювача можна оцінити експериментально знову підключаючи до виходу навантаження 1кОм й порівнюючи спадання напруги із попереднім випадком.

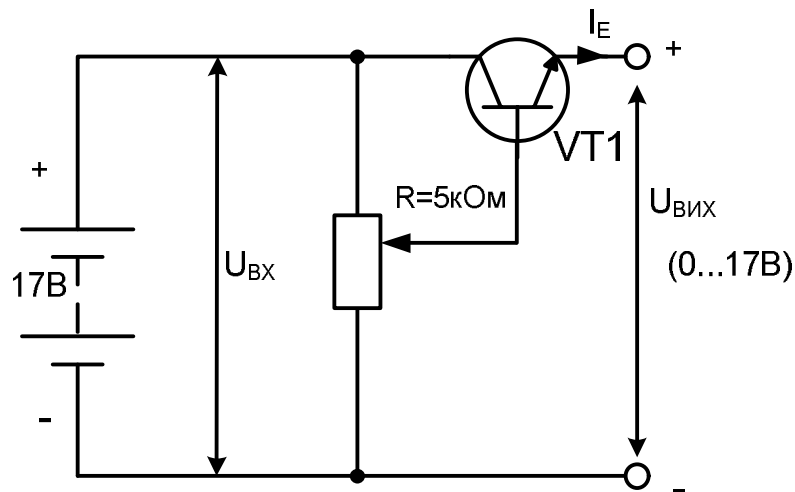


Рисунок 4 – Емітерний повторювач для зменшення вихідного опору

Вихідний опір зменшується на величину, що дорівнює коефіцієнту підсилення струму транзистора. Навантаженням на емітері транзистора є реальне навантаження джерела живлення. Вихідна напруга на навантаженні дорівнює напрузі, що прикладена до бази, мінус падання напруги між базою і емітером, що дорівнює приблизно $0,6\text{ В}$. З урахуванням положення в схемі джерела живлення транзистор емітерного повторювача іноді називають прохідним транзистором.

При заданому струмі навантаження, потужність, яка розсіюється на транзисторі, тим вища, чим нижче вихідна напруга. Звичайно буває корисно додати потужний транзистор, щоб утворити схему Дарлінгтона, як це показано на рисунку 5. Тут вихідний опір ще менше завдяки підсиленню струму додатковим транзистором.

Практично фактором, що обмежує вихідний опір, є емітерний опір вихідного транзистора та внутрішній опір батареї.

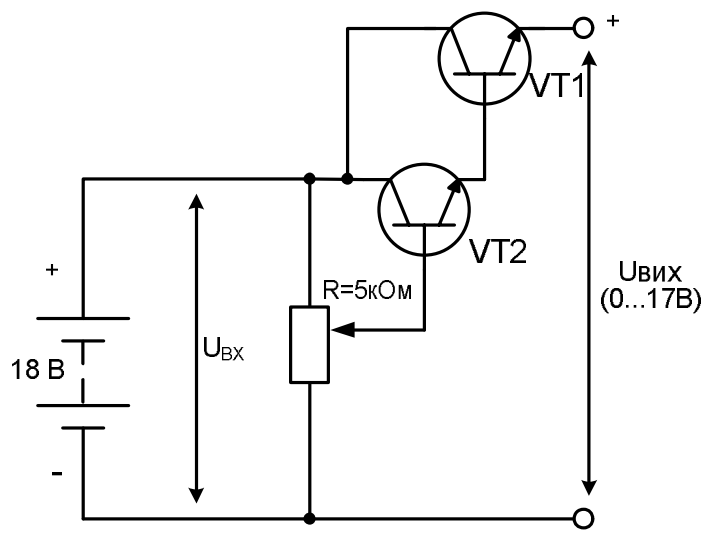


Рисунок 5 – Використання схеми Дарлінгтона з потужним транзистором

3 КОМПЕНСАЦІЙНІ СТАБІЛІЗАТОРИ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

В компенсаційних стабілізаторах постійної напруги виконується порівняння фактичної величини вихідної напруги із її заданою величиною і в залежності від величини і знака різниці між ними автоматично виконується відповідний вплив на елементи стабілізатора, що спрямований на зменшення цієї різниці [1,3,17,18].

Компенсаційний стабілізатор напруги являє собою систему автоматичного регулювання (рисунки 6, 7). Основними елементами таких стабілізаторів є:

- джерело опорної напруги (ДОН);
- порівнюючий та підсилюючий елемент (ППЕ);
- регулюючий елемент (РЕ).

З опорною порівнюється фактична вихідна напруга стабілізатора або її частина. В якості джерела опорної напруги у більшості випадків використовуються параметричні стабілізатори, інколи – гальванічні батареї, оскільки вони мають більші габарити, вагу і невеликий час служби. ППЕ порівнює та підсилює різницю між опорною і вихідною напругою до

величини, необхідної для керування регулюючим елементом – потужним транзистором. За способом включення регулюючого елемента компенсаційні стабілізатори можна поділити на стабілізатори послідовного і паралельного типу.

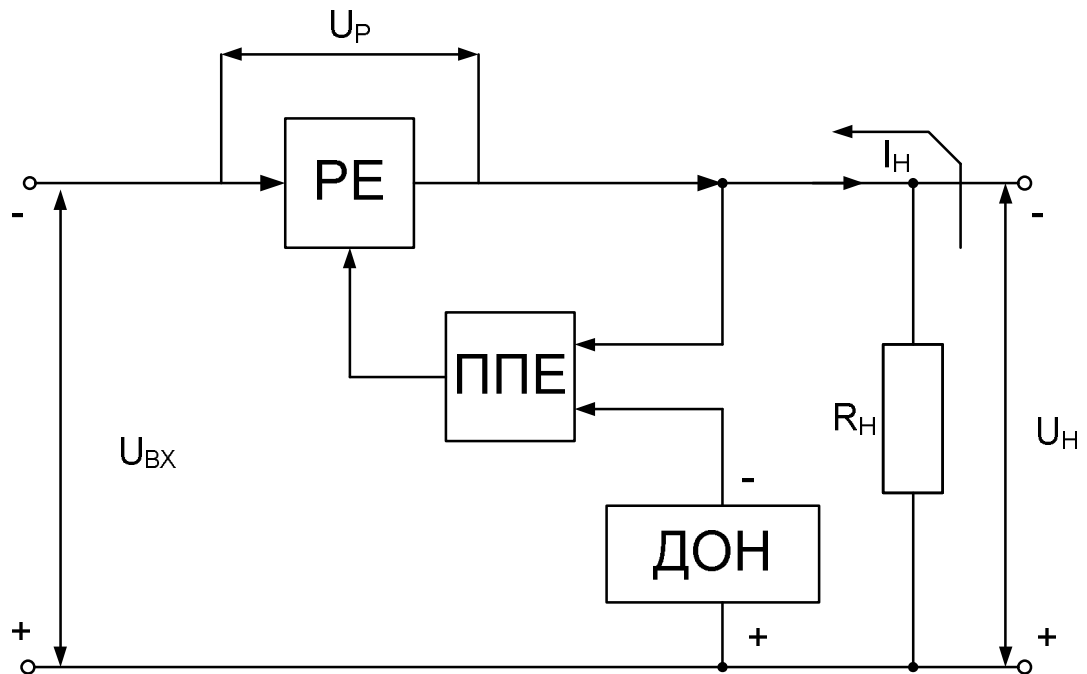


Рисунок 6 – Структурна схема компенсаційного стабілізатора послідовного типу

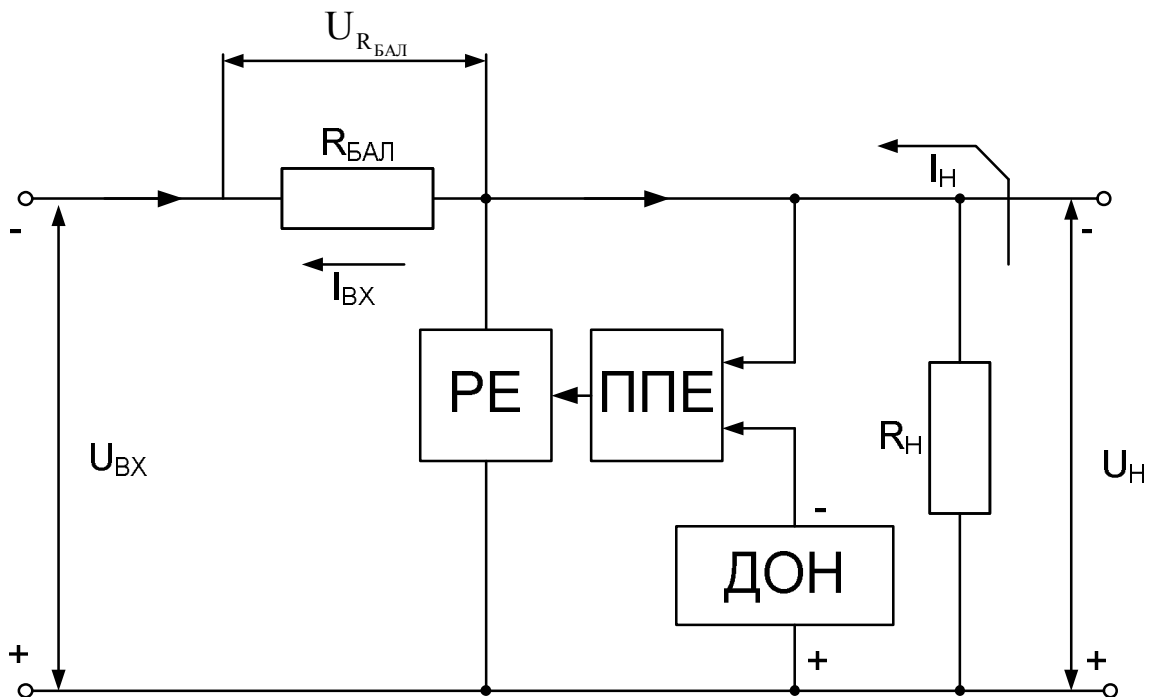


Рисунок 7 – Структура компенсаційного стабілізатора паралельного типу

У стабілізаторах послідовного типу (рисунк 6) регулюючий елемент РЕ включається між випрямлячем і навантаженням і виконує роль баластного опору. Схема ППЕ будується так, щоб при зростанні напруги на виході стабілізатора (наприклад, за рахунок збільшення вхідної напруги) вихідний сигнал ППЕ закривав регулюючий елемент (фаза сигналу на виході підсилювача повинна бути протилежна фазі сигналу на його вході). При цьому внутрішній опір регулюючого елемента зростає, спад напруги на ньому збільшується, а вихідна напруга стабілізатора залишається практично незмінною. При зменшенні вихідної напруги реакція стабілізатора буде зворотною. У стабілізаторах послідовного типу на регулюючому елементі падає напруга, що дорівнює $U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВИХ}}$, і, відповідно, $\Delta U_{\text{ВХ}} = \Delta U_{\text{РЕ}}$. Через регулюючий елемент протікає струм, який незначно перевищує струм навантаження ($I_{\text{РЕ}} \approx I_{\text{Н}}$ і, як наслідок, $\Delta I_{\text{РЕ}} \approx \Delta I_{\text{Н}}$).

У стабілізаторах паралельного типу регулюючий елемент РЕ включається паралельно навантаженню, а послідовно з ними включається баластний опір $R_{\text{БАЛ}}$ (рисунк 7). Схема ППЕ будується таким чином, щоб при зростанні напруги на виході стабілізатора вихідний сигнал підсилювача збільшував струм через регулюючий елемент. За рахунок збільшення струму регулюючого елемента збільшується падіння напруги на баластному опорі, а напруга на навантаженні майже не змінюється. У стабілізаторах паралельного типу до регулюючого елемента прикладена напруга, яка дорівнює вихідній, а струм, що протікає через нього при незмінному $U_{\text{ВХ}}$, знаходиться у зворотній залежності від струму навантаження, тобто $\Delta I_{\text{РЕ}} = -\Delta I_{\text{Н}}$. Параметричний стабілізатор напруги відповідає структурі спрощеного стабілізатора паралельного типу, де діод виконує функції регулюючого елемента, а підсилюючий елемент відсутній.

Стабілізатори паралельного типу мають менший коефіцієнт корисної дії (ККД) і використовуються рідше. Для стабілізації підвищених напруг і

струмів при змінних навантаженнях звичайно використовуються стабілізатори напруги послідовного типу. Їх недоліком є те, що при короткому замиканні на виході до регулюючого елемента прикладається вся вхідна напруга.

Приклади схем компенсаційних стабілізаторів напруги на транзисторах наведені у [1, 3].

4 ІМПУЛЬСНІ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ (ІДЖ)

Розглянуті неперервні ДЖ мають ККД $\leq 75\%$, достатньо великі габарити і вагу. Перш за все, через наявність трансформатора та конденсаторів. ІДЖ мають ККД до 90% і вище, меншу вагу, габарити [17,32].

В ІДЖ на вході немає низькочастотного силового трансформатора.

ІДЖ містить випрямляч напруги мережі зі згладжуючим фільтром, перетворювач постійної напруги в імпульсний сигнал (десятки—сотні кГц), імпульсний стабілізатор напруги, понижуючий трансформатор, випрямляч (перетворювач імпульсного сигналу в постійну напругу).

Імпульсний трансформатор роблять із феритових осердь, тому він легкий та стабільний.

ПИТАННЯ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЮ

- 1) Дайте визначення електричному фільтру. Загальна характеристика. Види і типи.
- 2) Зобразіть графічно АЧХ фільтра нижніх і верхніх частот. Поясніть отриманні графіки.
- 3) Опишіть роботу смугових фільтрів. Яким чином можна отримати СФ за допомогою ФНЧ і ФВЧ?
- 4) Опишіть принцип побудови і роботи генератора гармонійних синусоїдних коливань (ГГСК).
- 5) Назвіть та поясніть умови збудження RC-автогенератора.
- 6) Назвіть та поясніть схеми RC-ланцюгів ГГСК.
- 7) Як пов'язана частота коливань на виході ГГСК з параметрами RC-ланцюга?
- 8) Наведіть схему та поясніть роботу ГГСК на основі операційного підсилювача та моста Віна.
- 9) Дайте визначення джерелам живлення електричних схем. Їх види.
- 10) Опишіть безперервні джерела живлення.
- 11) Опишіть схеми регулювання напруги живлення.
- 12) Назвіть принцип роботи імпульсних джерел живлення.

ЛІТЕРАТУРА

[1...8; 12...18; 21...34]

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- 1 Скаржепа В. А. Луценко А. Н. Электроника и микросхемотехника. – К.: Выща шк., 1989.
- 2 Опадчий Ю. Р., Глудкин О. П. Аналоговая и цифровая электроника.- М.: «Горячая линия – Телеком», 1999.
- 3 Виноградов Ю. В. Основы электронной и полупроводниковой техники.- М.: Энергия,1972.
- 4 Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем, изд. 3-е, перераб. И доп. - М.: Энергия, 1973.
- 5 Горбачев Г. Н. , Чаплыгин Е. Е. Промышленная электроника Учебник для вузов / Под ред. В. А. Лабунцова – М.: Энергоатомиздат, 1988.
- 6 Руденко В.С и др. Приборы и устройства промышленной электроники / В.С. Руденко В.И., Сенько, В.В. Трифонюк (Б-ка иженера). - К.: Техника, 1990.
- 7 Скаржепа В. А., Новацкий А. А., Сенько В.И. Электроника и микросхемотехника. Лабораторный практикум. -К: Выща шк.,1989.
- 8 Скаржепа В. А., Сенько В.И. Электроника и микросхемотехника. Сборник задач.- К: Выща шк.,1989.
- 9 Партала Радиокomпоненты и материалы: Справочник. – К.: Радиоаматор, 1998.
- 10 Дулин В. Н., Аваев Н. А. и др. Электронные приборы. -М.: Энергоатомиздат, 1989.
- 11 Аксенов А. И. и др. Элементы схем бытовой радиоаппаратуры. Диоды. Транзисторы: Справочник/А. И. Аксенов, А. В. Нефедов, А. М. Юшин. -М.: Радио и связь, 1992.

- 12 Операционные усилители: Справочник. /Е. Ф. Турута (составитель) -М.: Патриот, 1996.
- 13 Шрайбер Г. 300 схем источников питания. Выпрямители. Импульсные источники
- 14 Полупроводниковые приборы и транзисторы. Справочник. Под общей редакцией Н. Н. Горюнова: -М.: Энергоатомиздат, 1985.
- 15 Партала О. Н. Радиокomпоненты и материалы: Справочник. -К.: Радиоаматор, 1998.
- 16 Промышленная электроника/ В. С. Руденко и др. -К .: Техника, 1979.
- 17 Джонс М. Х. Электроника - практический курс. -М.: Постмаркет, 1999.
- 18 Гусев В. Г., Гусев Ю. М. Электроника, -М.: Высшая школа, 1982.
- 19 Жеребцов Н. П. Основы электроники. – Л: Энергоатомиздат, 1985.
- 20 Гребнев А. К. и др. Оптоэлектронные элементы и устройства / А. К. Гребнев, В.Н. Гридин, В. П. Дмитриев: Под ред. Ю.В. Гуляева – М: Радио и связь, 1988.
- 21 Аналогова схемотехніка та імпульсні пристрої. В. І. Бойко та ін. – К: Вища шк., 2004.
- 22 Джонсон Д. и др. Справочник по активным фильтрам / Пер. с англ. - М.: Энергоатомиздат, 1983.
- 23 Мошиц Г., Хорн П. Проектирование активных фильтров / Пер. с англ. - М: Мир, ' 1984.
- 24 Фолкенбери Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС / Пер. с англ -М: Мир, 1985.
- 25 Прянишников В.Я. Электроника. – СПб.: Корона принт, 1998.
- 26 Руденко В.С., Ромашко В.Я., Трифонюк В.В. Промислова електроніка. – К.: Либідь, 1993.

- 27 Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 3 т.: Пер. с англ. – М.: Мир, 1993.
- 28 Якубовский С.В., Барканов Н. А., Кудряшов Б.П. Аналоговые и цифровые интегральные микросхемы. – М.: Радио и связь, 1985.
- 29 Нестеренко Б.К. Интегральные операционные усилители: Справочное пособие по применению. – М.: Энергоиздат, 1982.
- 30 Аналоговая и цифровая электроника / Под ред. О.П.Глудкина. – М.: Горячая Линия – Телеком, 1999.
- 31 Бондаренко В.Г. RC-генераторы синусоидальных колебаний. – М.: Связь, 1976.
- 32 Источники электропитания радиэлектронной аппаратуры: Справ. / Под ред.. Г.С.Найвельта. – М.: Радио и связь, 1986.
- 33 Електроніка і мікросхемотехніка / В.І.Сенько, М.В.Панасенко, Є.В.Сенько та ін.. – К.:Обереги, 2000. – Т.1.
- 34 Прянишников В.Я. Электроника: Курс лекций. – СПб.: Корона принт, 1998.