

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ ТА НАУКИ УКРАЇНИ
Національний Університет
"Запорізька Політехніка"

Конспект лекцій
з дисципліни «Електроніка та основи схемотехніки»
для студентів спеціальності 173 «Авіоніка»
усіх форм навчання

Частина 2

Запоріжжя 2023

Конспект лекцій з дисципліни «Електроніка та основи схемотехніки» для студентів спеціальності 173 «Авіоніка» усіх форм навчання частина 2 / Укл. М.Л. Антонов, Є.В.Васильєва – Запоріжжя: НУЗП, 2023 – 94 с.

Укладачі: М.Л. Антонов , канд. техн. наук

Є.В.Васильєва, старш. викл.;

Рецензент: А.Є. Казурова, канд. техн. наук, доцент

Відповідальний за випуск: Є.В.Васильєва

Затверджено

на засіданні кафедри ЕПА

Протокол №10 від

26.05.2023

Рекомендовано до

видання НМК ЕТФ

Протокол №9

від 18.05.2023

Зміст

	стр
2.9. Інтегральні мікросхеми	98
2.9.1. Загальні відомості	98
2.9.2. Гібридні ІМС	99
2.9.3. Напівпровідникові ІМС	101
2.9.4. Призначення і параметри ІМС. Тенденції їхнього розвитку	101
2.9.5. Сучасний стан і тенденції розвитку керованих силових напівпровідникових приладів	106
Розділ 3 Підсилювачі електричних сигналів. Підсилювачі змінного струму	116
3.1. Загальні відомості про підсилювачі та їх класифікація	116
3.2. Основні параметри і характеристики Підсилювачів	119
3.3. Принципи побудови підсилювачів	122
3.4. Основні режими (класи) роботи підсилювачі	122
3.5. Кола зміщення підсилювальних каскадів	124
3.6. Температурна стабілізація підсилювачів	127
3.7. Каскади попереднього підсилення	129
3.7.1. Каскад попереднього підсилення на біполярному транзисторі з СЕ	129
3.7.2. Підсилювальний каскад з СК (емітерний повторювач)	135
3.7.3. Підсилювальний каскад з СБ	137
3.8. Каскади попереднього підсилення на польових транзисторах	139
3.8.1. Підсилювальний каскад з СС	141
3.8.2. Зворотні зв'язки у підсилювачах	143
3.9. Багатокаскадні підсилювачі	148
3.9.1. Багатокаскадні підсилювачі з резистивно-ємнісними міжкаскадними зв'язками	148
3.9.2. Багатокаскадні підсилювачі з трансформаторними зв'язками	152

3.9.3.	Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення	156
3.9.4.	Вибіркові підсилювачі	158
Розділ 4	Підсилювачі постійного струмуЗагальні відомості	161
4.1.	Підсилювач прямого підсилення	161
4.2.	Балансні ППС	162
4.3.	Диференціальний ППС	164
4.4.	Підсилювачі з подвійним перетворенням	166
4.5.	Операційні підсилювачі	167
4.6.1.	Інвертувальний підсилювач	168
4.6.2.	Неінвертувальний підсилювач	175
4.6.3.	Перетворювач струму у напругу	178
4.6.4.	Інвертувальний суматор	179
4.6.5.	Неінвертувальний суматор	180
4.6.6.	Інтегрувальний підсилювач (інтегратор)	181
4.6.7.	Диференціювальний підсилювач (диференціатор)	182
4.6.8.	Компаратори (схеми порівняння)	183
4.6.9.	Підсилювач змінного струму на ОП з однополярним живленням	184
4.6.10.	Збільшення потужності вихідного сигналу ОП	185
4.6.11.	Прецизійний випрямляч	186

2.9.Інтегральні мікросхеми

2.9.1. Загальні відомості

Бурхливий розвиток техніки, що у наш час значною мірою залежить від розвитку електроніки, призводить до значного ускладнення електронних пристроїв. Це в свою чергу веде до збільшення кількості елементів у пристроях.

Так, середньостатистична кількість активних (діоди, транзистори, лампи) та пасивних (резистори, конденсатори, дроселі) елементів електронних пристроїв складала:

у 1950 році – 10^4 шт.; у 1975 – $10^6 \div 10^7$; у 1985 – 10^8 ; у 1995 – 10^9 .

Таке зростання складності електронних пристроїв призводить до виникнення низки проблем, основними з яких є:

а) надійність елементів і електричних зв'язків між ними (а отже і надійність пристрою в цілому);

б) мініатюризація елементів (зменшення об'єму та маси пристроїв);

в) зниження споживаної потужності.

Неможливість вирішення зазначених проблем за використання розглянутих вище дискретних електронних приладів призвело до виникнення нового напрямку в електроніці – створення інтегральних мікросхем.

Від розвитку електроніки, призводить до значного ускладнення електронних пристроїв. Це в свою чергу веде до збільшення кількості елементів у пристроях.

Так, середньостатистична кількість активних (діоди, транзистори, лампи) та пасивних (резистори, конденсатори, дроселі) елементів електронних пристроїв складала:

у 1950 році – 10^4 шт.; у 1975 – $10^6 \div 10^7$; у 1985 – 10^8 ; у 1995 – 10^9 .

Таке зростання складності електронних пристроїв призводить до виникнення низки проблем, основними з яких є:

г) надійність елементів і електричних зв'язків між ними (а отже і надійність пристрою в цілому);

д) мініатюризація елементів (зменшення об'єму та маси

пристроїв);

е) зниження споживаної потужності.

Неможливість вирішення зазначених проблем за використання розглянутих вище дискретних електронних приладів призвело до виникнення нового напрямку в електроніці – створення інтегральних мікро-схем.

Інтегральна мікросхема (ІМС) – це електронний прилад із високою щільністю пакування електрично зв'язаних елементів, що виконує деяку функцію обробки або перетворення електричних сигналів і який, з точки зору конструктивно-технологічних та експлуатаційних вимог є одним цілим.

Проектуванням, виготовленням та розробкою методів застосування ІМС займається **мікроелектроніка**.

Залежно від технології виробництва ІМС поділяють на:

– гібридні (виконуються на основі безкорпусних дискретних електронних приладів, що прикріплюються до ізоляційної основи, на яку нанесено плівкові елементи – резистори, конденсатори і т. п., а також з'єднуючі провідники);

– напівпровідникові (всі елементи виконуються на основі єдиного кристалу НП).

За складністю ІМС поділяють на чотири групи:

1 – малий ступінь інтеграції (до 30 елементів у схемі); 2 – середній ступінь інтеграції (30 ÷ 150 елементів);

3 – великий ступінь інтеграції (150 ÷ 1000 елементів);

4 – надвеликий ступінь інтеграції (понад 1000 елементів)

2.9.2. Гібридні ІМС

Гібридні ІМС складаються з таких конструктивних вузлів:

а) ізоляційна основа із склопластику або керамічна, на поверхню якої у вигляді плівок нанесені резистори, конденсатори невеликої ємності, котушки невеликої індуктивності, електричні з'єднання;

б) дискретні безкорпусні НП прилади;

в) дискретні конденсатори великої ємності, трансформатори, дроселі;

г) ізоляційний корпус, що забезпечує герметизацію усіх елементів ІМС і має вивідні контакти.

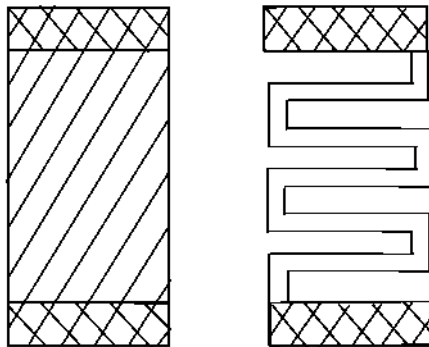
На рис. 2.61 показано конструкцію плівкових резисторів з

малим і великим опором. Тонку плівку з чистого хрому, ніхрому або танталу наносять безпосередньо на ізоляційну основу. У такий спосіб одержують ре ом. Щоб одержати більш високоомні резистори (до десятків мегаом), використовують металодіелектричні суміші (наприклад, хром та моно зистори з опором від 0,001 до десятків кіло оксид кремнію).

На рис. 2.62 зображено конструкцію плівкового конденсатора. Нижня та верхня обкладки конденсатора 2 є тонкими плівками із міді, срібла або золота. Діелектриком 1 є плівка із силікату алюмінію, двооксиду титану або кремнію. Розміщені вони на діелектричній основі 3. Ємність таких конденсаторів може бути від десяти до десятків тисяч пікофарад. Провідники виконують у вигляді тонкої (1 мкм) плівки із золота чи міді з підшарком нікелю або хрому.

Дискретні елементи із гнучкими виводами (золотий дріт діаметром $30 \div 50$ мкм) приєднується до плівкової мікросхеми пайкою або зваркою.

Електронні пристрої на гібридних ІМС можуть мати щільність монтажу до $60 \div 100$ елементів на 1 см^2 . За такої щільності об'єм пристрою, що має 10^7 елементів, може складати $0,1 \div 0,5 \text{ м}^3$, а середній час безвідмовної роботи – $10^3 \div 10^4$ годин і більше.



резисторів з малим (а) великим (б) опором

Рисунок. 2.61- Конструкція плівкових

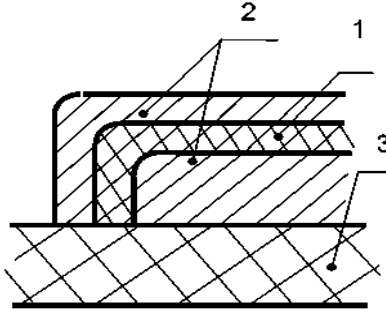


Рисунок. 2.62 – Конструкція плівкового конденсатора

2.9.3. Напівпровідникові ІМС

На відміну від гібридних ІМС напівпровідникові виконуються на основі кристалу НП, де окремі його області виконують ролі транзисторів, діодів, конденсаторів, резисторів і т. і., які з'єднуються за допомогою алюмінієвих плівок, що наносяться на поверхню кристалу.

Електронні пристрої на напівпровідникових ІМС можуть мати щільність монтажу до 500 елементів у 1 см^3 і цей параметр з року в рік зростає. Середній час безвідмовної роботи пристрою, що має $10^7 \div 10^{10}$ елементів, досягає $10^3 \div 10^4$ годин.

2.9.4. Призначення і параметри ІМС. Тенденції їхнього розвитку.

На відміну від дискретних елементів (діоди, транзистори) ІМС являють собою функціональні пристрої, призначені для перетворення електричних сигналів або енергії.

Залежно від призначення ІМС для неї можуть нормуватись різні параметри, що характеризують її як функціональний пристрій в цілому.

За призначенням усі ІМС поділяються на два класи:

- 1) лінійно-імпульсні (або аналогові);
- 2) логічні (або цифрові).

До **лінійно-імпульсних (аналогових)** належать ІМС, що виконують функції перетворення й обробки електричних сигналів,

які змінюються за законом безперервної функції. До них належать різні підсилювачі, генератори, стабілізатори струму та напруги.

Основні параметри підсилювачів:

- коефіцієнт підсилення за напругою K_u ;
- вхідний опір $R_{вх}$;
- максимальна вихідна напруга $U_{вих\ max}$;
- робочий діапазон частот.
- Основні параметри стабілізаторів:
- коефіцієнт стабілізації $K_{ст}$;
- напруга стабілізації $U_{ст}$;
- максимальна потужність P_{max} ;
- діапазон зміни вхідної напруги.

До **логічних (цифрових)** відносять ІМС, що виконують функції перетворення і обробки електричних сигналів, які змінюються за законом дискретної функції (звичайно, це двійковий цифровий код).

Параметри таких схем:

- рівень логічного нуля;
- рівень логічної одиниці;
- швидкодія;
- завадостійкість.
- Основні переваги ІМС:
- висока надійність;
- малі габарити і маса;
- незначна споживана потужність;
- невисока вартість;
- високий рівень швидкодії.

Недолік – невелика вихідна потужність ($50 \div 100$ мВт).

Проте за ІМС майбутнє, бо, завдяки створенню мікропроцесорів та на основі розвитку інтегральної технології, стала можливою побудова функціонально різних електронних пристроїв на однотипних елементах (датчики, перетворювачі аналогових сигналів у цифрові, процесор, вузли пам'яті, перетворювачі цифрових сигналів у аналогові в поєднанні з виконавчими потужними пристроями на дискретних елементах). При цьому алгоритм обробки електричних сигналів визначається заданою програмою роботи пристрою і набір виконуваних функцій, фактично, залежить від програми, а не від

схеми пристрою.

Зазначимо, що теоретично встановлено межею мікромініатюризації напівпровідникових ІМС є максимально досяжна кількість елементів (транзисторів), що можуть бути розміщені на 1 мм^2 площі кристалу, – 10^{16} - 10^{18} штук.

Як відомо, 16 грудня 1947 року Джон Бардін, Уолтер Браттейн та Уільям Шеклі створили електронний прилад, у якому зуміли підсилити силу струму у декілька разів. Тепер ми називаємо його біполярним транзистором. У 1958 році Джон Кілбі розмістив два транзистори на одній кремнієвій підкладці – з'явилась перша напівпровідникова інтегральна мікросхема. І ось вже 50 років відтоді спеціалісти намагаються розмістити на напівпровідникових підкладках якомога більше транзисторів (вже мільярди). При цьому зберігається дія закону, виведеного експериментально у 1965 році одним з засновників компанії Intel Гордоном Муром: кількість компонентів мікросхем щорічно подвоюється, а продуктивність (швидкодія) зростає вдвічі кожні вісімнадцять місяців при збереженні попередньої вартості.

Сьогодні закон Мура ще є чинним, але продуктивність систем все більше визначається не щільністю компонування транзисторів, а щільністю компонування мікропроцесорів. А декілька років тому відомий фізик і космолог Стівен Хокінг передрік, що індустрію будуть стримувати два основоположні чинники: швидкість світла і атомарна природа речовини. У 2007 році Гордон Мур зазначив, що інтегральній напівпровідниковій індустрії залишилося ще 10-15 років, оскільки, наприклад, шар ізоляційного матеріалу, що використовується в сучасних процесорах, практично досяг свого мінімуму і складає лише декілька молекул.

Одним з найвірогідніших кандидатів на роль матеріалу для мікросхем майбутнього є вуглецеві наноструктури. Зазначимо, що до структур, отримуваних на основі нанотехнологій відносять усі об'єкти розміром до 150 нанометрів, властивості яких не можуть бути пояснені традиційними теоріями.

Так група вчених з Національної лабораторії Лоуренса в Берклі (США) у 2007 році оголосила про створення радіоприймача нанометрового розміру. Пристрій складається з єдиної молекули вуглецевої

наноструктури довжиною один мікрон і шириною десять нанометрів, що працює за тим же принципом, що і електронновакуумні лампи. А вчені зі Стенфорду (Великобританія) 2008 року розробили спосіб виготовлення транзисторів з вуглецевих наноструктур: вперше створено такий польовий транзистор. Вважається, що це ще один крок на шляху створення високопродуктивних ІМС для комп'ютерів, які будуть працювати швидше за сучасні кремнієві мікросхеми і виділяти значно менше тепла. Подібні прилади створювали і раніше, але для їхньої роботи необхідно було підтримувати температуру рідкого гелію – чотири градуси за Кельвіном. Можливість роботи при високих температурах отримано за рахунок використання «нанострічки» шириною менш ніж 10 нанометрів (у 50 тисяч разів тоншої за людську волосину).

Оскільки в основі всіх сучасних інформаційних технологій лежить комп'ютерна техніка, інформаційно-обчислювальні мережі, супутникові лінії зв'язку, INTERNET-технології тощо, а обсяги інформації, що потребують опрацювання у реальному часі невинно зростають, пов'язані з цим технічні і технологічні проблеми потребують вирішення тим чи іншим способом. Завдяки невинній роботі вчених і інженерів провідних лабораторій, фірм і корпорацій всього світу еволюціонують відповідні прилади і пристрої. А час від часу відбуваються глобальні революційні зміни.

Так 2009-го року створено діод із одної молекули з шістьма атомами, а 2010-го в Австралійській дослідницькій раді центру передового досвіду (Університет Вінконсин-Медисон), під керівництвом професора Мішель Сіммонс – транзистор з семи атомів фосфору. При цьому було знайдено спосіб використання електронного мікроскопу не тільки для спостережень або керування атомами, а й для цілеспрямованої побудови приладу з атомарною точністю.

У 2011 році сповіщено про відкриття в Лабораторії Федеральної політехнічної школи в Лозанні (Швейцарія) властивостей матеріалу молібденіт, завдяки яким з нього можна продукувати ІМС більш економічні і легкі, ніж з застосованих в нанотехнологіях кремнію і графену. Товщина каналу польового транзистора за цієї технології складає два з половиною атоми.

І хоча в останні роки, після побудови ІМС на транзисторах у 40 нанометрів, виникли сумніви щодо можливості реалізації 30-

нанометрового транзистора, то невдовзі з'явився 32-х нанометровий транзистор, а у 2011 році і 22-х нанометровий (фірма Intel, США).

Ведуться дослідження з застосування для побудови комп'ютерів оптичних, біотехнічних і молекулярних систем.

Квантові комп'ютери базуються на засадах квантової механіки. Тут основою є кубіт (квантовий біт), у якості якого може бути, наприклад, електрон, спин якого має два стани. При цьому він у кожний момент часу рівномірно може знаходитись у обох станах (0 або 1). У 2011

році фірма D-Wave (Канада) виставила вже на продаж такий комп'ютер на 128 кубітах. Мабуть з найбільших його недоліків є робота основної частини у середовищі з температурою 0,004 K (майже абсолютний нуль).

Але вже у 2012 році американські вчені створили подібний комп'ютер на основі алмазу, що працює за кімнатної температури.

Вважається, що для повноцінної роботи квантовий комп'ютер має мати за основу не менш як 1000 кубіт. Його створення передбачають у найближчі 5-10 (за найбільш песимістичними очікуваннями – 20) років.

Цього з захопленням очікують, наприклад, розробники ліків (у тому числі від раку), дослідники ядерних процесів (можливо і колайдер може більше не знадобитись), гідрометеорологи, дослідники штучного інтелекту. У той же час жахаються такої новини криптологи, бо якщо процес декодування самого сучасного конфіденційного шифру для дуже доброго сучасного персонального комп'ютера може тривати декілька десятків мільярдів років, то квантовий комп'ютер впорається з такою задачею за декілька годин (а отже для виходу з такої халепи, зрозуміло, застосують такі ж квантове кодування).

Зазначимо, що створення пристроїв на основі різних систем не виключає одна одну. Вважається, що, наприклад, квантові комп'ютери будуть спеціалізуватися на обробці масивів даних і криптографії, молекулярні – на мікромашинах і керуванні, а оптичні і електронні – на засобах зв'язку.

Як один з напрямів, цікавим є створення логічних елементів на основі нових мікроелектромеханічної технології – на мікроелектромеханічних реле з вольфрамовими контактами

(Університет Штату Огайо, США). Розмір цих реле $25 \times 25 \times 0,5$ мкм. Це, звісно, десь у тисячу разів більше розміру сучасного кремнієвого вентиля, але і у тисячу разів менше найменшого електромеханічного реле. Вони витримують не менше мільярда перемикачів. Логічний пристрій на таких елементах, поміщений у діючий атомний реактор, працює годинами без видимих пошкоджень. А контрольний напівпровідниковий – виходить з ладу менш ніж за хвилину.

Ми перебуваємо зараз саме на революційному етапі розвитку: механіка $\rightarrow$ електромеханіка $\rightarrow$ електронновакуумні лампи $\rightarrow$ напівпровідникові прилади та ІМС $\rightarrow$ вуглецеві наноструктури $\rightarrow$?

2.9.5. Сучасний стан і тенденції розвитку керованих силових напівпровідникових приладів

В промислово розвинених країнах понад 70 % виробленої електроенергії проходить через напівпровідникові перетворювачі. Сумарна встановлена потужність таких перетворювачів цілком порівняна з сумарною потужністю, що генерується. Тому технічний рівень перетворювальної техніки відчутно впливає на стан всієї енергетики. В Україні, також як і в Росії, через напівпровідникові перетворювачі проходить лише 30 % електроенергії. Тим часом збільшення цієї долі до світового рівня за даними Російської академії наук дозволить зекономити до 15 % всієї електроенергії, що виробляється. Отже, прискорений розвиток силових перетворювальної техніки за тими ж даними є одним з найшвидших і найменш витратних шляхів відчутного зниження енергоємності внутрішнього валового продукту.

Оскільки керовані силові напівпровідникові прилади (СНП) або силові напівпровідникові ключі (НК) складають основу силових перетворювальної техніки, то вивчення тенденцій розвитку цих приладів, а також знання сучасного стану забезпечує усвідомлене використання досягнень цієї техніки для розв'язання своїх виробничих задач.

Проведемо огляд основних історичних етапів розробки силових ключів і стисло оцінимо отримані при цьому результати. В спеціальній літературі прийнято поділення на наступні етапи, наведені нижче в хронологічному порядку.

Етап 1. Кінець 40-х – початок 60-х рр. XX ст. Розробка основних типів керованих НК (біполярних і уніполярних транзисторів) на основі відомих теорій твердотільної електроніки. Підвищення потужності приладів досягається за рахунок збільшення фізичних розмірів структури. Для тиристорних ключів подібний підхід забезпечує збільшення комутаційних струмів до 100 А за напруги до 1000 В. Для транзисторів як і раніше залишається актуальною задача розробки приладу на великі струми з хорошими динамічними показниками.

Етап 2. Кінець 50-х – початок 70-х рр. XX ст. Розробка перших НК на основі вертикальних і багатоканальних структур. Поява планарної і епітаксialьної технологій, а також вдосконалення технології дифузії в напівпровідникові структури. Освоюється серійне виробництво потужних біполярних і польових транзисторних ключів, здатних розсіювати потужність у декілька ват і потужних тиристорних ключів на струми до 630 А за напруги до 1500 В. Практичне використання потужних тиристорів дозволило виявити сильні і слабкі сторони біполярних і уніполярних приладів і сформулювати завдання створення більш сучасної комбінованої структури.

Етап 3. 70-і рр. XX ст. Розробка складених транзисторних і тиристорних ключів на дискретних елементах, що поєднують переваги біполярних і польових приладів. Цей період можна характеризувати як етап схемотехніки напередодні нового технологічного стрибка.

Етап 4. Кінець 70-х – початок 80-х рр. XX ст. Застосування вдосконалених підходів інтегральної електроніки в технології силових ПК. Розробка потужних гібридних модулів і створення перших поколінь складених біполярно-польових монолітних структур. За цей відрізок часу вдається підвищити потужність, що перемикається приладами, більш ніж в 100 разів. Для транзисторних ключів рівень комутованих струмів і напруг складає сотні ампер і тисячі вольт. Тиристорні ключі стають повністю керованими і охоплюють мегаватний діапазон потужностей.

Етап 5. 90-і рр. XX ст. Удосконалення технології НК в заданому діапазоні потужностей і граничних напруг. Цей період характеризується поліпшенням якісних показників ключових приладів

за швидкодією і залишковими напругами.

Етап 6. Кінець 90-х рр. XX ст. – теперішній час. Розробка нових по- колінь силових ключів із застосуванням субмікронних технологій. Впровадження керуючих структур з ізольованим затвором в структури потужних тиристорних ключів. Широке вживання «розумних» або «ін- телектуальних» приладів, здатних вирішувати цілий спектр задач як у галузі керування і захисту, так і у діагностиці. Кінець XX століття і початок XXI століття як і раніше демонструють тенденцію до створення універсального НК, керованого ізольованим затвором з потужні- стю перемикавання, що відповідає «тиристорному діапазону» і залишко- вою напругою, близькою до прямої напруги звичайного діода. Продо- вжується подальше удосконалення одноопераційних (біполярних) ти- ристорних ключів у бік підвищення комутованих струмів і напруг по- над 10 кА і 10 кВ відповідно.

Таким чином, ми бачимо, що півстолітній шлях еволюційного роз- витку НК був спрямований до створення ключа з «ідеальними властивостями», який повинен мати залишкову напругу і струми витоку, рів- ні нулю, миттєво перемикати нескінченно великі струми і блокувати нескінченно великі напруги за нульової потужності керування. Ма- буть, цього можливо досягти тільки у віртуальних задачах, наприклад, при моделюванні електронних схем на ЕОМ. Практичні ж ключі мо- жуть лише в тому чи іншому ступені наближатися до ідеальних.

Як видно з наведеного історичного огляду, саме у 80-х роках почав- ся найдинамічніший етап розвитку силової електроніки, пов'язаний із впровадженням у технологію керованих СНП вдосконалених методів інтегральної електроніки. Завдяки цьому було створено повністю ке- ровані СНП з параметрами, що наближаються до ключа з «ідеальними властивостями». Серед них найбільше практичне вживання знайшли потужні польові транзистори (МОН- ПТ), біполярні транзистори з ізо- льованим затвором (IGBT) та двоопераційні тиристори або тиристори, що запираються типів GTO, GCT і IGCT та їхні інтегральні збірки.

IGBT є компромісним рішенням, що дозволяє об'єднати позитивні властивості польового керування та біполярної провідності і є, таким чином, транзистором з комбінованою структурою. У даний час IGBT є найдосконалішим ключовим приладом комбінованого типу

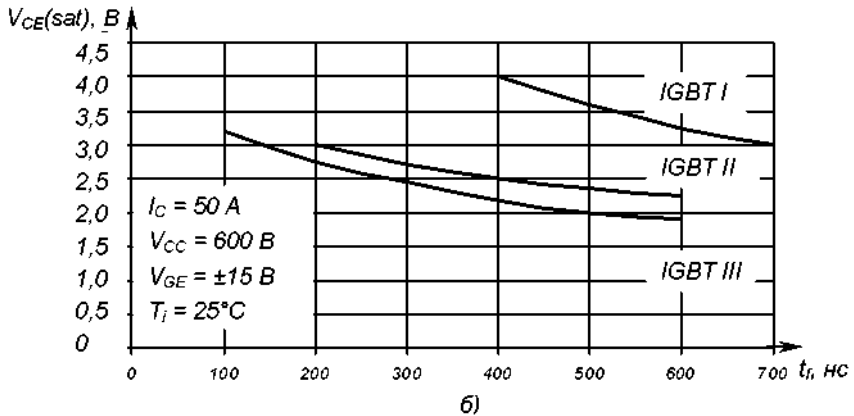
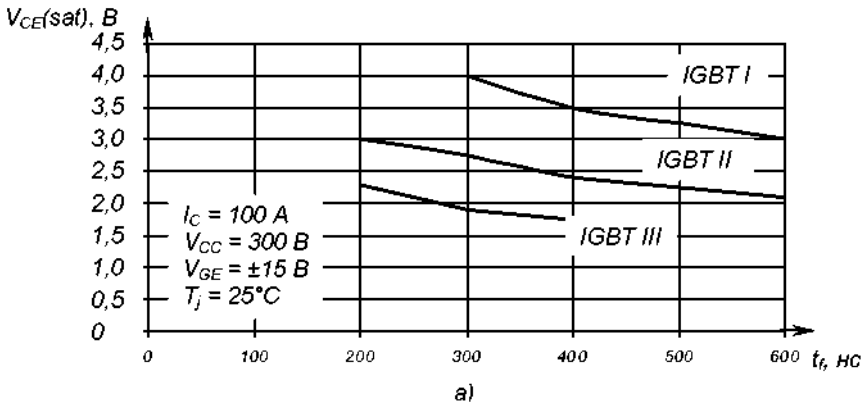
з тих, що серійно випускаються. Діапазони струмів і напруг IGBT швидко розширюються і зараз вони практично повністю витіснили у перетворювальній техніці решту типів ключів в діапазоні потужностей від одиниць до тисяч кВА.

Проте, слід зазначити ряд недоліків цих приладів, зумовлених фізичними особливостями роботи: значне для біполярного ключа падіння напруги у відкритому стані, схильність до самочинного вмикання у тиристорному режимі (ефекту «заклацування») і, як наслідок, знижена стійкість до струмів короткого замикання, відносно невисока у порівнянні з МДН-аналогами швидкодія.

Перше покоління IGBT (початок 80-х років) по густині струму в 20 разів перевершувало МДН і в 5 разів біполярні транзистори, хоча мало відносно високі час вимикання (10 – 20 мкс) і напругу у ввімкненому стані (4 – 5) В. Удосконалення технології керування часом життя неосновних носіїв підвищило швидкодію IGBT до 200 – 300 нс. До кінця 80-х років були розроблені прилади другого покоління як дискретного, так і модульного типів на струми від десятків до сотень ампер з напругою блокування до 1200 В.

Введення в структуру транзистора додаткового високолегованого p⁺-шару, що називається буферним, дозволило підвищити рівень проби в напруг і швидкість перемикавання. Діапазон робочих струмів IGBT розширюється до сотень ампер завдяки використанню модульних конструкцій півмостових і мостових конфігурацій. Таким чином, до кінця 90-х років застосовується вже третє покоління цих транзисторів. Найефективнішими можна вважати модулі серії ECONOPACK у фірми Siemens і U-SERIES у фірми Mitsubishi Electric.

На рис. 2.63 наведено залежність напруги насичення від часу спаду струму колектора для IGBT-ключів перших трьох поколінь, що наочно ілюструє тенденцію до зниження залишкової напруги і показує подальшу актуальність цієї задачі.



а) – клас напруги 600 В; б) – клас напруги 1200 В

Рисунок. 2.63 – Залежність напруги насичення IGBT-ключів різних поколінь від часу спаду колекторного струму:

У 90-і роки після розробки так званих HV-структур IGBT (High Voltage) на клас напруг 1700 В було нарешті досягнуто високовольтного діапазону від 1300 В і більше, що традиційно вважалося тиристорним. В основу такого високовольтного ключа покладено гомогенну структуру IGBT, виконану за планарно-епітаксialною технологією – NPT-структуру. Для захисту від пробоя застосовано полікристалічне кремнієве охоронне кільце, що зменшувало кривизну поверхневих по- лів. Для зменшення залишкових напруг в структурі оптимізувався тер- мін життя носіїв, ключі були розроблені на струми до 300 А і мали залишкову напругу (2,5 – 4) В за частоти перемикань

до 50 кГц. Аналогічні ключі було розроблено і на основі використання епітаксialьної структури – РТ-структури IGBT, що дало можливість зменшити залишкову напругу до 2,7 В при струмі 400 А. Вже наприкінці 90-х років з'явилися розробки HV-IGBT на напруги 2500 – 3000 В.

Наприкінці 90-х років компанія Mitsubishi Electric розробила нову технологію четвертого покоління для приладів РТ-IGBT на основі вертикального затвору Trench Gate. Головним результатом використання Trench-технології стало істотне зменшення статичних втрат IGBT і вихід на новий рівень залишкових напруг: 1,6 В для приладів на 600 В і 1,8 В для приладів на 1200 В (див. рис. 2.64). Крім того, у ці прилади

У 90-і роки після розробки так званих HV-структур IGBT (High Voltage) на клас напруг 1700 В було нарешті досягнуто високовольтного діапазону від 1300 В і більше, що традиційно вважався тиристорним. В основу такого високовольтного ключа покладено гомогенну структуру IGBT, виконану за планарно-епітаксialьною технологією – NPT-структуру. Для захисту від пробоя застосовано полікристалічне кремнієве охоронне кільце, що зменшувало кривизну поверхневих полів. Для зменшення залишкових напруг в структурі оптимізувався термін життя носіїв, ключі були розроблені на струми до 300 А і мали залишкову напругу (2,5 – 4) В за частоти перемикачів до 50 кГц. Аналогічні ключі було розроблено і на основі використання епітаксialьної структури – РТ-структури IGBT, що дало можливість зменшити залишкову напругу до 2,7 В при струмі 400 А. Вже наприкінці 90-х років з'явилися розробки HV-IGBT на напруги 2500 – 3000 В.

Наприкінці 90-х років компанія Mitsubishi Electric розробила нову технологію четвертого покоління для приладів РТ-IGBT на основі вертикального затвору Trench Gate. Головним результатом використання Trench-технології стало істотне зменшення статичних втрат IGBT і вихід на новий рівень залишкових напруг: 1,6 В для приладів на 600 В і 1,8 В для приладів на 1200 В (див. рис. 2.64). Крім того, у ці прилади (серії F) було додатково введено схему захисту транзистора від короткого замикання RTC (Real Time Control Circuit), призначену для миттєвого зменшення напруги на затворі зі стандартних 15 до 11 В. Проте, слід зазначити, що збільшення густини пакування вертикальних осередків призвело до істотного

зростання вхідної ємності приладу, що своєю чергою підвищило потужність керування ключем і знизило його швидкодію.

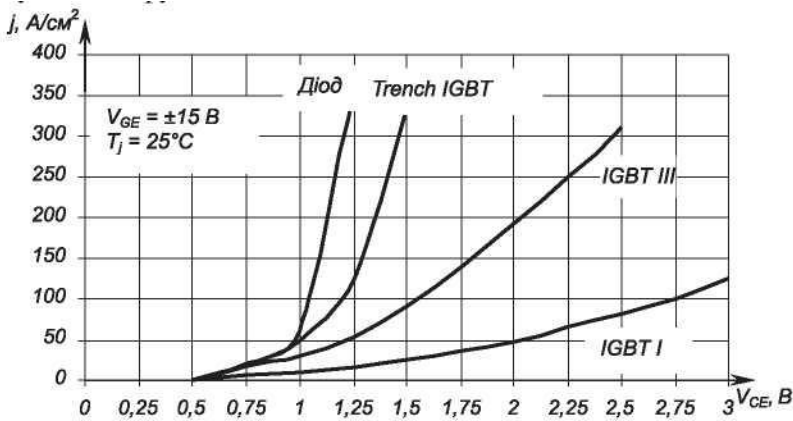


Рисунок. 2.64 – Порівняння ВАХ IGBT-ключів різних поколінь з характеристикою діода

Нарешті у 2004 році все та ж компанія Mitsubishi Electric представила п'яте покоління IGBT, що отримало назву GSTBT (Carrier Stored Trench Gate Bipolar Transistor), тобто біполярні транзистори з ізолюваним вертикальним Trench-затвором з накопиченими носіями. Транзистори мають додатковий п-шар, що створює бар'єр, який перешкоджає проходженню дірок з базового епітаксiального шару в р-емітер. Це сприяє накопиченню носіїв в базовому шарі IGBT на межі з емітером і зниженню залишкової напруги до 1,8 – 2,0 В. Тепер не застосовується гібридна RTC-схема для обмеження струму короткого замикання, оскільки проблему струмового перевантаження було вирішено в самому кристалі IGBT завдяки новій технології Plugget Celf Merget (PCM), за якої забезпечується оптимізація «кроку» вертикальних осередків затвора завдяки підключенню тільки необхідної їх кількості, що забезпечує відносно низький струм насичення при перевантаженні і зниження вхідної ємності.

Таким чином, протягом останніх десятиліть зусилля розробників IGBT-ключів було постійно спрямовано на зниження

залишкової на- пруги, підвищення швидкодії та стійкості перемикавання при все зрос- таючих значеннях струмів і блокуючих напруг приладу. Причому по- ставлені завдання вирішуються з кожним роком все більш якісно. Так фірма Toshiba Semiconductor розробила біполярний транзистор з ізо- льованим затвором і підвищеною інжекцією IEGT (Injection Enhanced Gate Transistor). Він має пряму (залишкову) напругу і густину струму, що відповідають потужним біполярним (звичайним) тиристорам, а ди- намічні параметри перемикавання характерні для IGBT. Зараз виробля- ється кілька типів IEGT-модулів притискної та паяної конструкцій, у тому числі і надпотужних на струм 750 А і напругу 6,5 кВ.

Технологічна революція 80-х рр. XX ст. не могла не торкнутися ти- ристорної ключової електроніки, що стоїть дещо осторонь на непохит- них позиціях великої потужності. До середини 80-х років цей клас приладів поповнюється структурами з польовим вмиканням, названі MCT (Mos Controlled Thyristor). Вони відпираються та запираються полем за дуже високої густини струму (більше 2000 А/см²). Проте роз- робка цих перспективних приладів зіткнулася з серйозною проблемою різким зниженням допустимої густини струму зі зростанням числа структуроутворюючих елементів. Значних успіхів на той період досяг- ла технологія тиристорів, що запираються або двоопераційних тири- торів – GTO (Gate Turn-Off Thyristor). Хоча теоретичний принцип за- пирання р-п-р-п-структури по електроду керування був відомий ще з початку 60-х рр. XX ст., але тільки розробка інтегральних багатоосе- редкових структур дала змогу налагодити перші серійні випуски по тужних GTO до середини 70-х років. Технологічні успіхи 80-х років дали можливість фірмам-виробникам майже у 100 разів підвищити потужність, що перемикається GTO (до 2,5 кА за струмом і 4,5 кВ за напругою). Залежно від блокованої зворотної напруги, розрізняють структури без шунтування анодного переходу і з шунтуванням, а та- кож структури з вбудованим зворотним діодом. Дві останні мають ме- ншу залишкову напругу, і хоча окремі типи двоопераційних тиристо- рів було розроблено для високочастотних схем середньої потужності, основне вживання GTO – в потужних колах середньої напруги, де не можуть бути використані біполярні і польові транзистори. Наприклад, до середини 80-х років на GTO було розроблено інвертори напруги для

двигунів електровозів. Це дозволило замінити на залізничному транспорті двигуни постійного струму на більш економічні і надійні двигуни змінного струму. Після успіхів у технології GTO галузі застосування звичайних тиристорів (SCR) істотно звужуються. Їхній розвиток йде шляхом підвищення робочих струмів і напруг і до кінця 80-х років їх вже виробляють на граничні струми до 3 кА і напруги до 6 кВ.

Конкуренцію двоопераційним тиристорам складають індукційні тиристори (SITh-Static Induction Thyristor), що застосовуються в тих же класах вентильних перетворювачів і виконуються за комбінованою технологією. Важливою перевагою індукційних тиристорів (ІТ) порівняно з GTO є низьке пряме падіння напруги за відносно високих робочих напруг. Проте такі їхні недоліки, як здатність проводити струм при нульовому зміщенні на затворі, а також складна і дорога технологія виготовлення поки стримують широке застосування.

Наступ комбінованих технологій на позиції біполярних тиристорів, що вважалися неприступними, змушує розробників цих приладів рухатися далі в область мегаватних потужностей. Так компанія Mitsubishi Electric розробила GTO на струм 6 кА і на напругу 6 кВ, виконаний за багатоосередковою технологією на шестидюймовій кремнієвій пластині в спеціальному корпусі з молибденовими дисками (термокомпенсаторами), що відділяють пластину від мідних частин анода і катода. Коефіцієнт запирання у нього дорівнює приблизно (5 – 6), а час вимикання близька 5 мкс. Тиристор витримує ударні струми до 40 кА і має залишкову напругу при цьому не більше 6 В. Ці унікальні досягнення стали можливими завдяки оптимізації процесу шунтування анодного р-n-переходу і створенню нерівномірного розподілу терміну життя носіїв в області широкої п-бази, а також введенню додаткового високолегованого p⁺-шару в прианодну частину п-бази (так звана структура р-n-v-p-n). Надпотужні одноопераційні тиристори зараз виробляються на основі надвисоковольтної технології (Ultra High Voltage) і мають параметри потужності 8 кВ і 3,6 кА для ліній передачі постійного струму та 12 кВ і 1,5 кА для статичних перемикачів змінного струму. Керування подібними структурами виконується світловим імпульсом по спеціальному оптичному кабелю.

В кінці 90-х років тією ж фірмою були розроблені тиристорні структури з комутацією струму в затвор керування, названі GCT

(Gate Commutated turn-off Thyristor). Слід зазначити, що робота GCT можлива тільки при спеціальній конструкції корпусу що забезпечує зниження індуктивності виводів керування до (2 – 4) мкГн. Ця проблема легко розв'язується при поєднанні GCT і пристрою формувача імпульсів керування в єдиній конструкції, названий інтегрованим GCT або IGCT. Сьогодні ці прилади виробляються фірмами ABB Semiconductors і Mitsubishi Electric у корпусах таблеток притискної конструкції і розраховані на напругу 6 кВ та на струм 4,5 кА.

Загальну діаграму сучасного рівня розглянутих силових НК в координатах представлених струмів, напруг і частот наведено на рис. 2.65, а технічні характеристики достатньо детально відображено в довідкових каталогах та інших інформаційних матеріалах провідних зарубіжних фірм, що займаються розробкою і випуском цих виробів, серед яких, у першу чергу, слід зазначити Infineon Technologies, Mitsubishi Electric, Semicron та Motorola.

Насамкінець зазначимо, що дуже хороші перспективи в розвитку сучасних керованих НК відкриваються у зв'язку з використанням нових напівпровідникових матеріалів, перш за все карбіду силіцію (SiC), що дозволяє істотно зменшити струми витоку і опір приладу у відкритому стані, а також підвищити робочу температуру кристала до 600 °С проти (150 – 200) °С для кремнію.

Таким чином, в результаті динамічного розвитку електронних технологій, особливо в останні два десятиріччя, було створено надпотужні як напівкеровані, так і повністю керовані НК, що за своїми параметрами все більше наближуються до ідеальних ключів. Це забезпечило наявність широкої пропозиції вказаних НК на світовому ринку компонентів силової електроніки, що характеризуються доступною ціною й високою якістю.

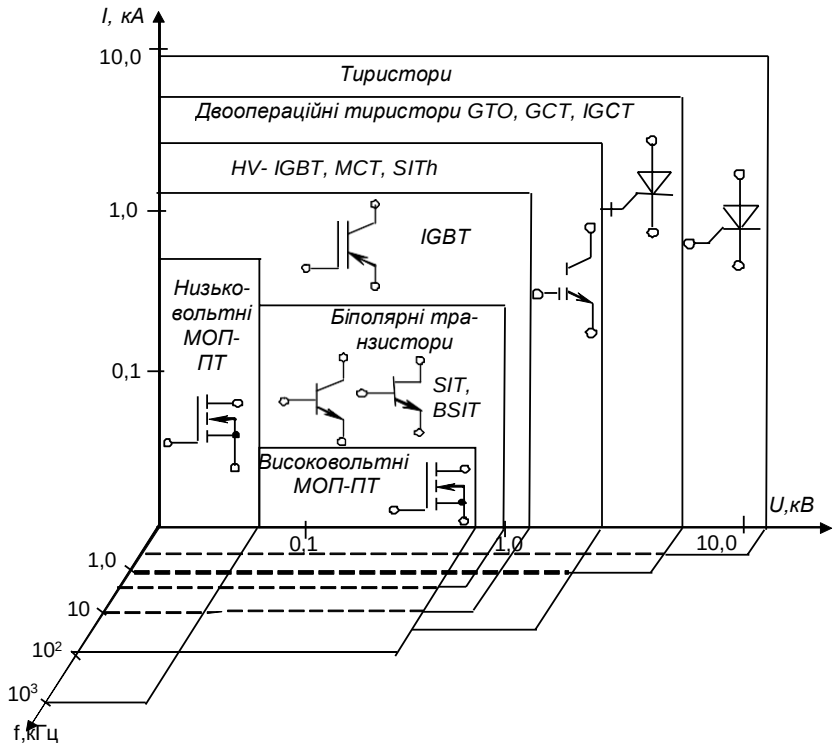


Рисунок. 2.65 – Діаграма сучасного стану розвитку силових НП

РОЗДІЛ 3

ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ. ПІДСИЛЮВАЧІ ЗМІННОГО СТРУМУ

3.1. Загальні відомості про підсилювачі та їх класифікація

Електронним підсилювачем називається пристрій, призначений для посилення потужності електричного сигналу без

спотворення його форми і частоти (для лінійного підсилювача).

Необхідність у підсилювачі виникає тоді, коли потужність джерела сигналу менша за потужність навантаження. У такому разі, як було сказано в розділі 2.4.1, послідовно з навантаженням вмикають зовнішнє джерело живлення і підсилювальний елемент ПЕ. Джерело сигналу діє не безпосередньо на навантаження, а на вхід ПЕ і, змінюючи провідність останнього, забезпечує пропорційні вхідному сигналу зміни струму у колі навантаження. В результаті у навантаженні виділяється необхідна потужність за рахунок енергії джерела живлення (див. рис. 2.11).

Як ПЕ у сучасних підсилювачах зазвичай використовують транзистори (біполярні або польові), рідше – електронні лампи.

Загальна структурна схема підсилювача наведена на рис. 3.1.

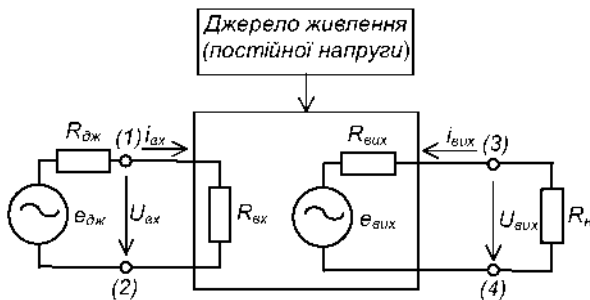


Рисунок 3.1 – Структурна схема підсилювача

Вхідний сигнал від керуючого джерела енергії $e_{дж}$ (джерела вхідного сигналу) подається на вхідні клему (1)-(2) підсилювача через внутрішній опір джерела $R_{дж}$. Потужність джерела вхідного сигналу виділяється на вхідному опорі підсилювача $R_{вх}$. Навантаження підмикається до клем (3)-(4). Вхідний малопотужний сигнал керує кількістю енергії, що подається у навантаження від джерела живлення значно більшої потужності (підсилювальні властивості вихідного кола представлені за допомогою додаткової електрорушійної сили $e_{вих}$). Таким чином, завдяки використанню ПЕ і зовнішнього джерела живлення, стає можливим підсилення малопотужного вхідного сигналу.

Підсилювачі класифікуються за такими ознаками:

а) призначення;

- б) частота сигналу, що підсилюється;
- в) форма сигналу;
- г) характер змін з часом сигналу, що підсилюється.

Усі ці ознаки накладають специфічні вимоги до побудови конкрет- них схем підсилювачів.

За призначенням підсилювачі поділяються на підсилювачі напруги, струму та потужності. Тобто вони забезпечують на виході необхідний рівень напруги, струму або потужності (хоча за своєю суттю усі вони є підсилювачами потужності).

У **підсилювача напруги** $R_{дж} \ll R_{вх}$; $R_{вих} \ll R_n$ і, в результаті, від- носно великі зміни напруги на навантаженні забезпечуються при не- значних змінах вхідного та вихідного струмів.

У **підсилювача струму** $R_{дж} \gg R_{вх}$; $R_{вих} \gg R_n$ і протікання струму необхідного значення у вихідному колі відбувається за малих значень напруги у вхідному та вихідному колах.

У **підсилювача потужності** $R_{дж} = R_{вх}$; $R_{вих} = R_n$ – завдяки чому за- безпечується максимальна потужність як у вхідному, так і у вихідному колах (узгоджений за потужністю режим роботи).

За частотою підсилювачі поділяються на **підсилювачі низької ча- стоти** (від одного герца до десятків кілогерц), середньої частоти (від десятків кілогерц до мегагерца) та високої частоти (більш за мегагерц). За смугою частот робочого діапазону бувають широкосмугові під- силювачі й **вибіркові** (забезпечують підсилення у дуже вузькому діапазоні частот, в ідеалі – сигналів однієї частоти).

За формою сигналу, що підсилюється, вони поділяються на підси- лювачі гармонічних та імпульсних сигналів.

За характером зміни вхідного сигналу з часом бувають підсилювачі постійного та змінного струму.

Найпростіший вузол, що забезпечує підсилення електричного сиг- налу, називається **підсилювальним каскадом**.

За видом зв'язку з джерелом сигналу та каскадами підсилювачі по- діляються на підсилювачі з безпосереднім, резистивним, оптронним, резистивно-ємнісним, трансформаторним або резонансно-трансформаторним зв'язком.

Перші три види зв'язку можуть використовуватися у підсилювачах як постійного, так і змінного струму, решта – тільки у

підсилювачах змінного струму.

Надалі ми будемо розглядати лінійні підсилювачі, у яких пропорційним змінам вхідного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного.

3.2. Основні параметри і характеристики підсилювачів

Підсилювальні властивості підсилювача оцінюються такими характеристиками:

а) **коефіцієнт підсилення** – для лінійного підсилювача це:

за напругою
$$K_U = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}$$

(для нелінійного підсилювача треба брати динамічне значення коефіцієнта підсилення

$$K_U = \frac{du_{вих}}{du_{вх}} \approx \frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{вх}});$$

за струмом

$$K_I = \frac{I_{вих}}{I_{вх}};$$

• за потужністю

$$K_P = \frac{P_{вих}}{P_{вх}}.$$

У загальному випадку величини K_U , K_I є комплексними. Тому

$$\underline{K} = \frac{\underline{A}_{вих}}{\underline{A}_{вх}} = \frac{A_{вих} e^{j\varphi_{вих}}}{A_{вх} e^{j\varphi_{вх}}} = K e^{j(\varphi_{вих} - \varphi_{вх})} = K e^{j\varphi},$$

де K – модуль коефіцієнта підсилення;

$\varphi_{вих}$, $\varphi_{вх}$ – фази вихідного та вхідного сигналів;

φ – зсув фаз між вхідним та вихідним сигналами.

Величина $K_p = K_U K_I$ – завжди дійсне число

У багатьох випадках коефіцієнт підсилення представляють у логарифмічних одиницях - **децибелах** (дБ):

$$K_U(\text{дБ})=20[\lg K_U]; K_I(\text{дБ})=20[\lg K_I]; K_p(\text{дБ})=10[\lg K_p];$$

б) вхідний опір за постійним або змінним (в залежності від виду

підсилювача) струмом $R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}};$

в) вихідний опір підсилювача $R_{вих}$ (опір між вихідними клемми підсилювача за відімкненого опору навантаження);

г) коефіцієнт корисної дії (к.к.д.)

- $\eta = \frac{P_{вих}}{P_{звг}}, \text{ де } P_{звг}$

загальна потужність, що відбирається відджерела живлення.
]

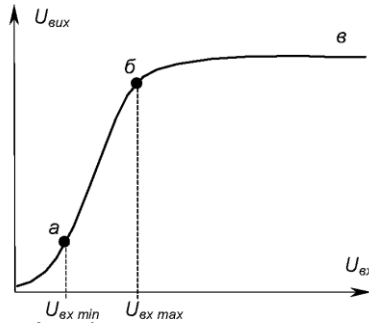


Рисунок. 3.2 – Амплітудна характеристика $U_{вих}=f(U_{вх})$ підсилювача

Найважливішими характеристиками підсилювачів є амплітудна та амплітудно-частотна, наведені на рис. 3.2. та рис. 3.3 відповідно.

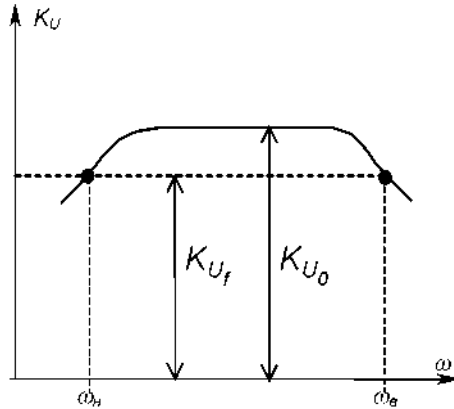


Рисунок. 3.3 - Амплітудно-частотна характеристика $K_u = f(\omega)$ підсилювача

Амплітудна характеристика являє собою залежність вихідної напруги від вхідної $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$

На рисунку позначено:

аб – робоча ділянка, на якій пропорційним змінам вхідного сигналу відповідають пропорційні зміни вихідного;

бв – режим насичення (тут з ростом вхідного сигналу ріст вихідного припиняється – підсилювач виходить із лінійного режиму).

$(U_{\text{вхmax}} \square U_{\text{вхmin}})$ – робочий діапазон вхідної напруги

Нелінійність характеристики при вхідних напругах, менших за $U_{\text{вх min}}$, пояснюється наявністю шумових сигналів.

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) – це залежність коефіцієнта підсилення K_u від кутової частоти ω ($\omega = 2\pi f$; f – частота сигналу, що підсилюється).

На рисунку позначено:

K_{U0} – найбільший коефіцієнт підсилення;

$$K_{U_f} = \frac{K}{\sqrt{2}}$$

таке зниження підсилення звукового сигналу не фіксується чітко вухом людини

Із АЧХ визначають робочий діапазон частот підсилюваного сигналу – від ω_n до ω_v (від нижньої частоти до верхньої).

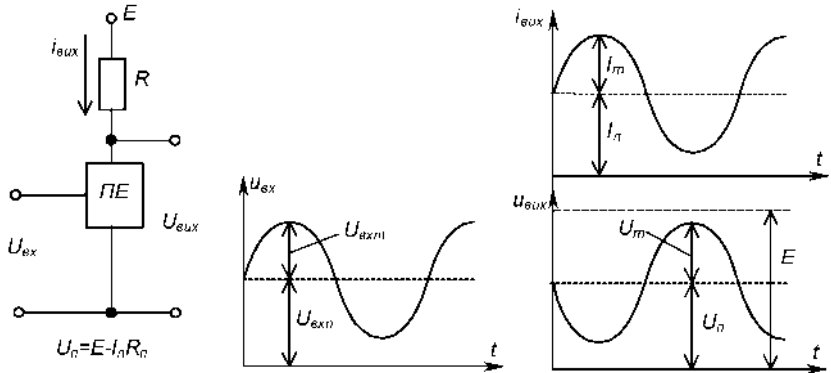
3.3. Принципи побудови підсилювачів

Як правило, підсилювачі складаються із декількох каскадів, що виконують послідовне підсилення сигналу. При цьому загальний коефіцієнт підсилення становить

$$\underline{K} = \underline{K}_1 \cdot \underline{K}_2 \cdot \dots \cdot \underline{K}_n. \quad (3.3)$$

ВХІДНІ каскади та каскади попереднього підсилення виконуються, як правило, у вигляді підсилювачів напруги.

Вихідні каскади - кінцеві - зазвичай є підсилювачами потужності або струму. Підсилювачі відрізняються один від одного кількістю каскадів, режимом роботи. Але усім їм притаманні загальні принципи побудови. Розглянемо їх на прикладі підсилювача сигналів напруги змінного струму, показаного на рис. 3.4



підсилювача напруги змінного струму (а) та часові діаграми його вхідного (б) і вихідного (в) сигналів

Рисунок. 3.4 - Структурна схема

Основним елементом підсилювача є ПЕ (біполярний або польовий транзистор), що разом із навантаженням R та джерелом живлення постійного струму E утворюють головне вихідне коло підсилювача.

Принцип підсилення полягає у перетворенні енергії джерела постійної напруги E в енергію змінного вихідного сигналу шляхом зміни провідності ПЕ за законом, зумовленим формою вхідного сигналу.

Оскільки вихідне коло підсилювача живиться постійною

напругою, у ньому може протікати струм лише однієї полярності. Для забезпечення отримання підсиленого сигналу змінного струму необхідно задати його на фоні постійного сигналу зміщення U_n , як це показано на рис. 3.4,в. При цьому для нормальної роботи підсилювача амплітудні значення вихідних напруги та струму повинні бути меншими за постійні рівні напруги та струму $U_m \leq U_n$; $I_m \leq I_n$ (постійного струму зміщення).

Постійні рівні струму та напруги у вихідному колі задаються подачею постійного рівня вхідної напруги $U_{вх\ n} > U_{вх\ m}$; ($I_{вх\ n} > I_{вх\ m}$).

Режим роботи підсилювача за постійним струмом називається **режимом спокою**. Він характеризується струмом спокою та напругою спокою вихідного кола. Щоб задати режим спокою, використовують спеціальні схеми зміщення напруги.

Вихідна напруга $U_{ехх}$ подається на навантаження, що ним зазвичай є наступний каскад підсилення. Зверніть увагу: за такої побудови підсилювача його навантаженням (корисним) є не резистор R , а вхідний опір наступного (наприклад, такого ж) каскаду підсилення, на який подається напруга $U_{ехх}$.

3.4. Основні режими (класи) роботи підсилювачів

Режим спокою (режим роботи за постійним струмом) характеризує клас роботи підсилюючого каскаду. Ним визначаються призначення, к.к.д., ступінь нелінійних спотворень (порушення пропорційності вхідного і вихідного сигналів) та інші параметри каскаду.

Найбільш широко застосовують три класи, які називають - А, В і С.

При роботі підсилювача у режимі класу А точку спокою Р, якій відповідають струми $I_{0ю}$ "ор 'ОБ; вибирають посередині вихідної динамічної характеристики за постійним струмом, як показано на рис. 3.5 (транзистор увімкнений за схемою з СЕ).

a_1b_1 – ділянка активного режиму роботи транзистора, де нелінійні спотворення мінімальні; к.к.д. $\eta=0,25\div0,3$, бо в режимі спокою споживається значна потужність ($U_{0к}I_{0к}$). Тому клас А застосовують переважно у каскадах попереднього підсилення.

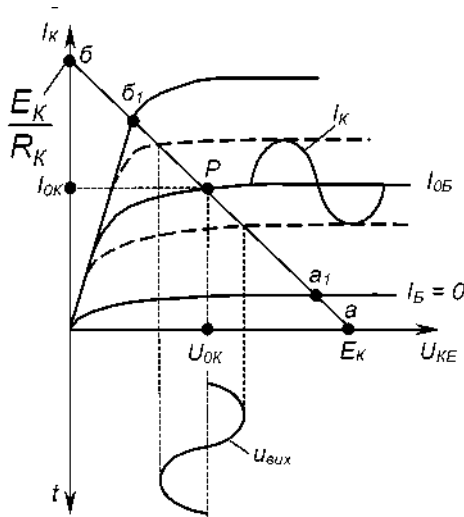


Рисунок. 3.5 – Вихідна динамічна характеристика підсилювача в режимі класу А

Якщо підсилювач працює у **режимі класу В**, точка спокою вибирається на межі між активним режимом та режимом відсічки: її положення приблизно відповідає точці a_1 на рис. 3.6. У цьому режимі нелінійні спотворення великі, а к.к.д. $\eta = 0,6 \div 0,7$

При роботі підсилювача у **режимі класу С** точка спокою P лежить на ділянці відсічки a_1a . **Кут відсічки** $\theta \approx \pi/2$, $\eta \approx 0,85$

Класи В і С застосовують при побудові підсилювачів потужності, причому, підсилення позитивної та негативної півхвиль сигналу забезпечується у даному випадку окремими найпростішими каскадами, що разом являють собою єдиний каскад підсилення змінного струму

Клас АВ є проміжним між класами А і В: має менші спотворення сигналу, ніж клас В, у якому вони зумовлені нелінійністю початкової ділянки вхідної характеристики транзистора (див. рис. 2.16), але більш економічний, ніж клас А

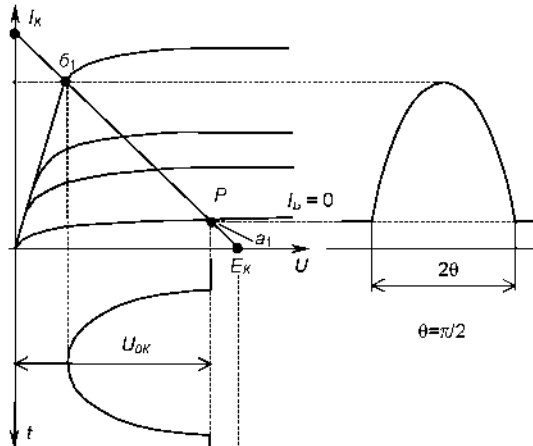


Рисунок. 3.6 – Вихідна динамічна характеристика підсилювача у режимах класів В і С

Наостанок зазначимо, що все більшого розповсюдження набувають підсилювачі **класу D**. У таких підсилювачах транзистори працюють в ключовому режимі, формуючи на виході послідовність імпульсів різної тривалості, після фільтрування якої на навантаженні відтворюється аналоговий сигнал. К.к.д. таких підсилювачів надзвичайно високий за малих габаритів і незначного виділення тепла.

3.5 Кола зміщення підсилювальних каскадів

Як було зазначено, щоб задати режим спокою каскаду, на його вхід необхідно подати певне значення постійної напруги, що має назву **напруги зміщення**. Кола, які забезпечують подачу цієї напруги, називаються **колами зміщення** (робоча точка Р зміщується з положення, що відповідає $I_B=0$ у положення, обумовлене класом).

Існує два способи завдання початкової напруги: фіксованим струмом або фіксованою напругою.

Перший спосіб реалізується за допомогою двох схем. Одну з них зображено на рис. 3.7 (вважаємо джерело вхідного сигналу умовно закороченим). У цій схемі напруга зміщення задається допоміжним джерелом напруги $E_{зм}$, яке разом з опором R_B , утворює коло зміщення.

Параметри кола зміщення розраховують за до допомогою вихідної

динамічної характеристики транзистора за постійним струмом, показаної на рис. 3.8,б. Клас режиму роботи підсилювача визначає положення точки спокою Р, а отже, значення $I_{0К}$, $U_{0К}$, $I_{0Б}$.

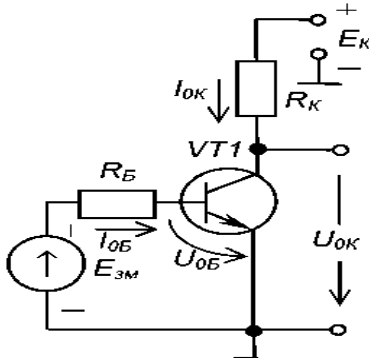


Рисунок. 3.7 – Зміщення допоміжним джерелом напруги

Знайшовши величину $I_{0Б}$ і користуючись вхідною характеристикою транзистора (рис. 3.8,а), визначають $U_{0Б}$. Після цього знаходять $R_Б$:

$$(3.4) \quad R_Б = \frac{E_{зм} - U_{0Б}}{I_{0Б}}.$$

Схему зміщення фіксованим струмом бази за наявності одного джерела напруги зображено на рис. 3.9. Режим спокою забезпечується напругою джерела $E_к$ і опором $R_Б$

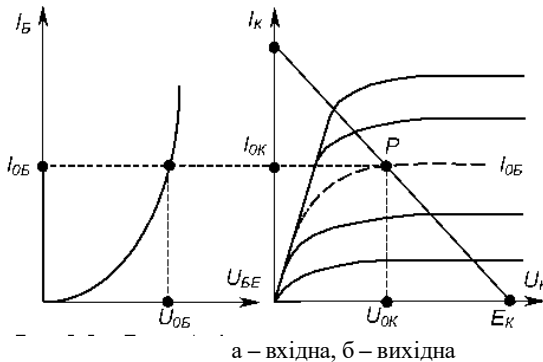


Рисунок. 3.8 – Динамічні характеристики транзистора за постійним струмом:

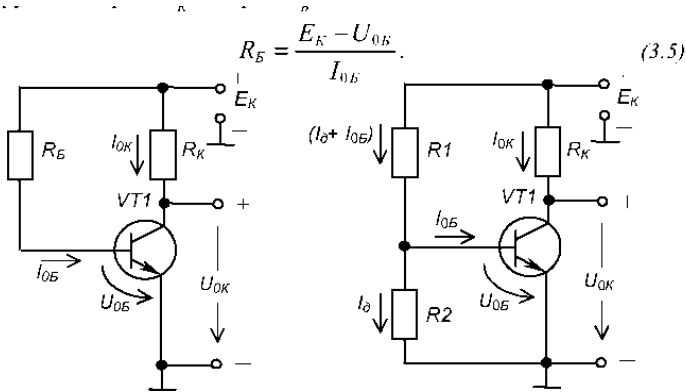


Рисунок. 3.9 - Зміщення за одного джерела напруги

Рисунок. 3.10 - Зміщення фіксованою напругою

Спосіб завдання зміщення фіксованою напругою реалізується ділянкою напруги, як показано на рис. 3.10 – резистори R_1 і R_2 . Для розрахунку параметрів ділянки використовують такі співвідношення:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{0Б}}{I_{0Б} + I_0}; \quad (3.6)$$

$$R_2 = \frac{U_{0Б}}{I_0}; \quad (3.7)$$

$$I_0 = (2 + 5)I_{0Б}. \quad (3.8)$$

Остання схема знайшла найширше використання при побудові підсилюючих каскадів

3.6 Температурна стабілізація підсилювачів

Як впливає із попередніх викладів, положення точки спокою на вихідній характеристиці залежить від коефіцієнта передачі транзистора за струмом $I_{0К} = \beta I_{0Б}$. При підвищенні температури навколишнього середовища він зростає, при зниженні – зменшується. В результаті, положення точки спокою транзистора змінюється залежно від температури навколишнього середовища або при заміні транзистора на інший (коефіцієнти передачі різних екземплярів транзисторів навіть одного типу можуть суттєво різнитися).

Переміщення (дрейф) точки спокою зі змінами температури

навколишнього середовища показано на рис. 3.11.

Щоб забезпечити **температурну стабілізацію** режиму спокою, застосовують так звані кола температурної стабілізації.

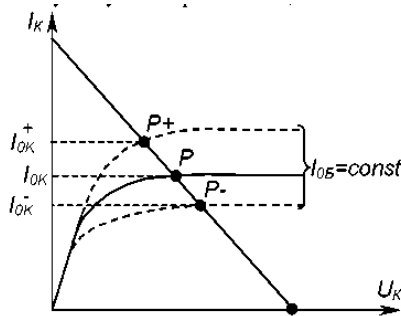


Рисунок. 3.11 - Температурний дрейф точки спокою транзистора

У підсилювачах за схемою з СЕ для цього послідовно з емітером транзистора вмикається резистор R_E , шунтований конденсатором C_E , як показано на рис.3.12

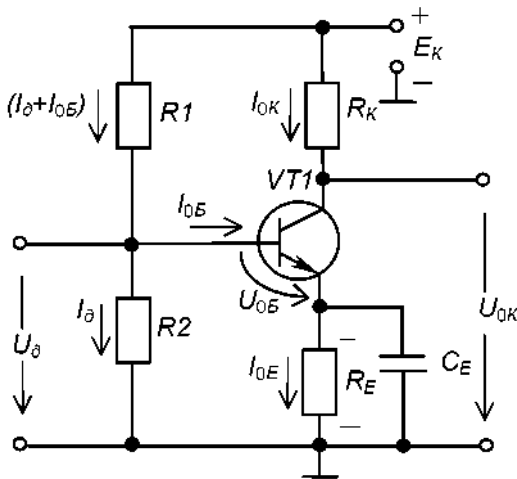


Рисунок. 3.12 - Підсилювач із температурною стабілізацією

Розглянемо, яким чином резистор R_E стабілізує режим спокою, скориставшись рівняннями (3.9), (3.10), а також тим, що $U_d = \text{const}$ (задається дільником R_1, R_2 і від температури незалежить).

$$U_d = U_{0B} + I_{0E} R_E \quad (3.9)$$

$$\text{Звідки} \quad U_{0B} = U_d - I_{0E} R_E \cdot \quad (3.10)$$

Так, наприклад, при зростанні температури транзистора, збільшується його коефіцієнт передачі β , що призводить до зростання колекторного струму спокою $I_{0K} = \beta I_{0B}$, а от-же, і струму емітера $I_{0E} = (I_{0K} + I_{0B})$. Падіння напруги на R_E збільшується, аце, виходячи з (3.10), викликає зменшення U_{0B} , що, в свою чергу, зменшить I_{0B} , а значить, і I_{0K} (приблизно до попереднього значення).

Таким чином спроба відхилення I_{0K} від заданого значення припиняється за рахунок наявності в схемі R_E , що у даному випадку здійснює негативний зворотний зв'язок за струмом.

Зрозуміло, що при зменшенні температури струм I_{0K} також практично не змінить свого значення.

Зазвичай, задають $R_E = (0,1 \div 0,2) R_K$.

Конденсатор C_E забезпечує виключення негативного зворотного зв'язку за вхідним сигналом. Його ємність визначається із співвідношення $1/\omega_n C_E \ll R_E$, де ω_n – нижня границя діапазону робочих частот підсилюваного сигналу. Отже за змінним струмом резистор R_E є зашунтованим малим опором C_E – маємо схему з C_E . А за постійним струмом – це схема з негативним зворотним зв'язком.

3.7. Каскади попереднього підсилення

3.7.1 Каскад попереднього підсилення на біполярному транзисторі з C_E

Найбільш розповсюджена схема каскаду попереднього підсилення на біполярному транзисторі з C_E . Її наведено на рис. 3.13.

Розглянемо склад схеми та призначення елементів.

$VT1$ – біполярний транзистор – підсилювальний елемент.

R_n – навантаження, на якому виділяється підсилений сигнал.

R_K – колекторне навантаження транзистора за постійним струмом.

E_K – джерело живлення каскаду.

Зазначимо: $VT1$ разом із R_K і E_K утворюють головне коло

підсилювача, у якому здійснюється підсилення сигналу.

Решта елементів схеми виконують допоміжну роль. Так, ділник напруги R_1 , R_2 задає режим спокою класу А, подаючи на вхід каскаду постійну напругу U_d .

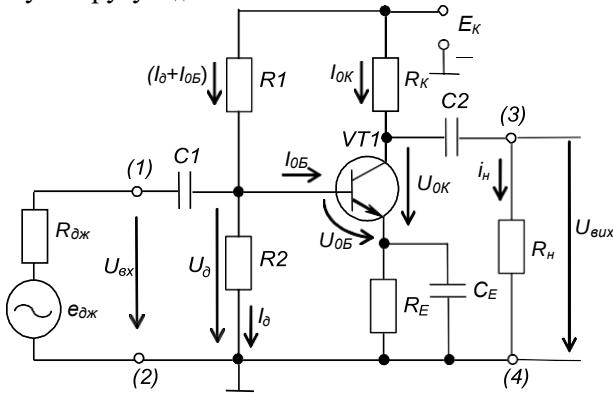


Рисунок. 3.13 – Каскад попереднього підсилення на біполярному транзисторі з СЕ

R_E – забезпечує температурну стабілізацію режиму спокою каскаду за рахунок створення негативного зворотного зв'язку за постійним струмом;

C_E – виключає дію негативного зворотного зв'язку для змінного вхідного сигналу.

C_1 , C_2 – роздільні конденсатори: C_1 виключає потрапляння постійної напруги U_d на джерело вхідного сигналу; C_2 виключає попадання постійної напруги на колекторі U_{0K} на навантаження (конденсатори розділяють кола за постійним струмом і з'єднують за змінним струмом).

Вхідний сигнал, що підлягає підсиленню, подається на клемі (1) - (2):

$e_{дж}$ – джерело вхідного сигналу; $R_{дж}$ – його внутрішній опір.

Для цієї схеми необхідно дотримуватись таких співвідношень:

$$\frac{1}{\omega_n C_1} \ll R_{дж}; \quad \frac{1}{\omega_n C_2} \ll R_n; \quad \frac{1}{\omega_n C_E} \ll R_E,$$

де ω_n – нижня межа діапазону частот підсилюваного сигналу.

Навантаження каскаду за змінним струмом

$$R_{нз} = \frac{R_n \cdot R_K}{R_n + R_K}. \quad (3.11)$$

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.14.

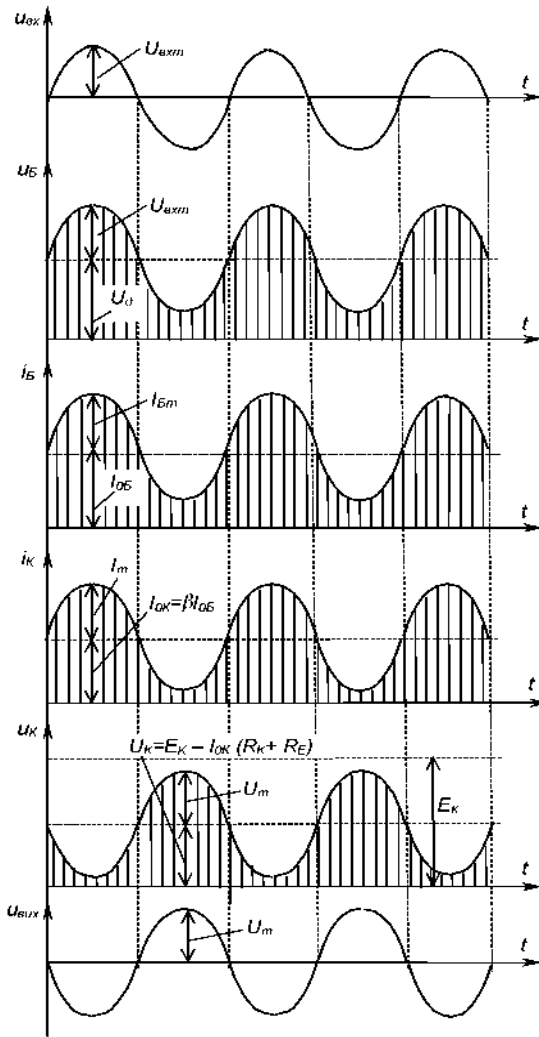


Рисунок 3.14 – Часові діаграми роботи каскаду підсилення з СЕ

Можна бачити, що, наприклад, при позитивній півхвилі вхідної напруги із зростанням базового струму i_B зростає і колекторний струм i_K , який у β разів більший за i_B . При цьому колекторна напруга u_K , яка дорівнює різниці між E_K і спадом напруги на R_K , знижується: у даній схемі поряд з підсиленням сигналу має місце зміна його фази на 180 ел.град. (інверсія).

Підсилювач можна розрахувати аналітично за допомогою h -

параметрів або на підставі фізичної моделі транзистора. Такий метод прийнятний за невеликих змін вхідного сигналу, тобто коли транзистор працює на лінійних ділянках ВАХ.

Більш універсальним є графоаналітичний метод, за якого розрахунок проводиться по вихідній динамічній характеристиці транзистора за постійним струмом. Крім того, використовуються вихідні статичні характеристики транзистора.

На рис. 3.15 зображено вхідну та вихідні статичні характеристики, на яких будується лінія навантаження за постійним струмом. Вона і є вихідною динамічною характеристикою за постійним струмом:

$$U_{KE} = E_K - I_K (R_K + R_E). \quad (3.12)$$

Будується лінія навантаження за двома точками, що відповідають:

- режиму Х.Х. транзистора - $U_{KE} = E_K$ при $I_K = 0$,

- режиму К.З. транзистора - $I_K = E_K / (R_K + R_E)$ при $U_{KE} = 0$.

ab - лінія навантаження за постійним струмом. За її допомогою знаходять положення точки спокою *P*, яка для режиму класу А має лежати посередині відрізка *ab*.

Із вхідної характеристики знаходимо значення U_{OE} .

Тобто за допомогою лінії навантаження за постійним струмом, вхідної та вихідної характеристик транзистора знаходять параметри, що характеризують режим роботи транзистора за постійним струмом при $U = 0$ (у режимі спокою).

Знаючи U_{OE} , можна розрахувати параметри дільника напруги R_1, R_2 .

Щоб знайти вихідні параметри каскаду, необхідно використати лінію навантаження за змінним струмом.

Виходячи з того, що (3.13)

$$i_K = I_{0K} + I_m \sin \omega t; \quad (3.13)$$

$$u_K = U_{0K} - U_m \sin \omega t; \quad (3.14)$$

$$U_m = I_m R_n, \quad (3.15)$$

$$I_m = \frac{i_K - I_{0K}}{\sin \omega t}. \quad (3.16)$$

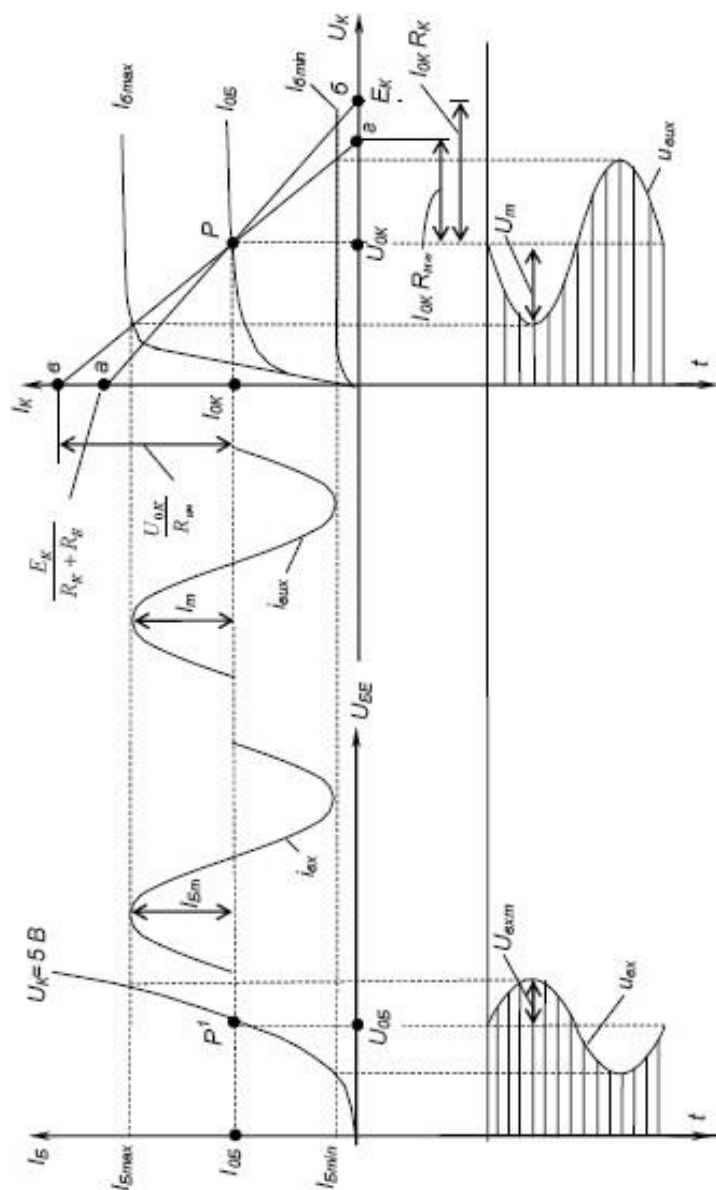


Рис. 3.15 - Вхідна та вихідні статичні й динамічні характеристики транзистора та часові залежності струмів і напруг

У вираз (3.14) підставимо (3.15) і (3.16). Одержимо

$$u_K = U_{0K} - (i_K - I_{0K})R_{H\approx} . \quad (3.17)$$

Це і є вихідна динамічна характеристика транзистора за змінним струмом.

За умови: $u_K = U_{0K}$ маємо $i_K = I_{0K}$.

Для режиму Х.Х.: $i_K = 0$, $u_K = U_{0K} + I_{0K}R_H$

За цими точками будуюмо лінію $вг$, що характеризує роботу каскаду за змінним струмом. Для забезпечення максимального динамічного діапазону каскаду точка спокою P повинна знаходитись посередині відрізка $вг$.

Визначимо основні параметри каскаду.

а). Коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_I = \frac{I_{em}}{I_{em}} = \frac{I_m R_K}{I_{Bm} (R_K + R_w)} = \beta \frac{R_K}{R_K + R_w}. \quad (3.18)$$

Якщо вважати $i_{ex} = I_B$ (без врахування дільника $R R_2$), то

б). Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \frac{U_{em}}{U_{em}} = \frac{I_m R_n \approx}{I_{Bm} R_{ax}} = \beta \frac{R_n \approx}{R_{ax}}. \quad (3.19)$$

в). Вхідний опір

$$R_{ax} = \frac{u_{ex}}{i_{ax}}. \quad (3.20)$$

Якщо вважати $i_{bx} = I_B$ (без врахування дільника R_1, R_2), то

$$R_{ax} = \frac{U_{Bm}}{I_{Bm}}.$$

Наявність дільника R_1, R_2 знижує вхідний опір. Зверніть увагу: відносно вхідного сигналу змінного струму резистори R_1 і R_2 виявляються увімкненими паралельно: від $e_{дж}$ струм тече не тільки через R_2 (що очевидно), а й через R_1 і далі через E_K (з опором, що дорівнює нулю – джерело напруги).

а) Вихідний опір каскаду $R_{вих} = R_K$, оскільки опір транзистора з боку колектора нескінченний (реально – сотні кілоом), як у джерела струму (див. пп. 2.4).

Обмеження, яких необхідно дотримуватись при розрахунку каскаду: а) $I_{0K} = (1,05 \div 1,2) I_m$;

б) $(I_{0K} + I_m) < I_{Kmax}$ (максимально допустимого струму

транзистора);

в) $U_{0K} > U_m$;

г) $(U_{0K} + U_m) < U_{Kmax}$ (максимально допустимої робочої напруги);

д) $P_K = I_{0K} U_{0K} < P_{доп}$ (допустимої потужності).

Із розглянутого випливає, що для каскаду з СЕ: $K_I \gg 1$, $K_U \gg 1$ – його використовують, коли необхідно отримати якнайбільший коефі-цієнт підсилення за потужністю.

Каскади з СЕ зручно сполучаються один з одним, оскільки їхні вхі-дний і вихідний опори досить близькі.

3.7.2. Підсилювальний каскад з СК (емітерний повторювач)

Схему емітерного повторювача зображено на рис. 3.16.

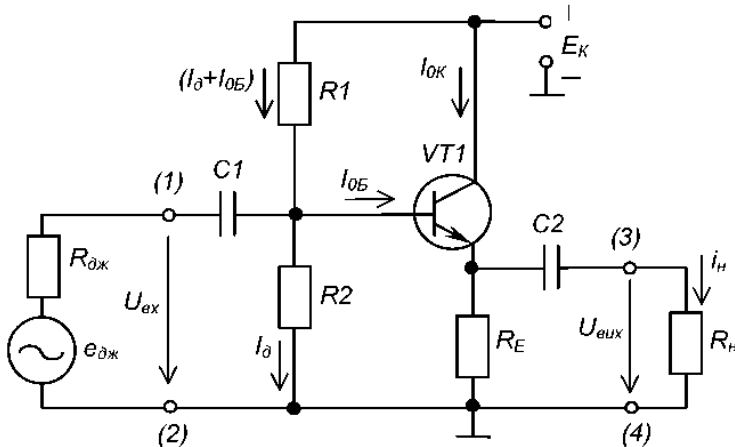


Рисунок. 3.16 - Емітерний повторювач

Тут R_E - навантаження підсилювача за постійним струмом, яке одно-іасно забезпечує температурну стабілізацію режиму спокою. При-начення решти елементів те ж, що й у схемі з СЕ.

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.17. Зверніть увагу на те, що вихідна напруга співпадає за фазою з вхідною.

Оскільки у емітерного повторювача I_E приблизно дорівнює I_K

графоаналітичний розрахунок його параметрів можна вести, використовуючи побудови, наведені у попередньому розділі.

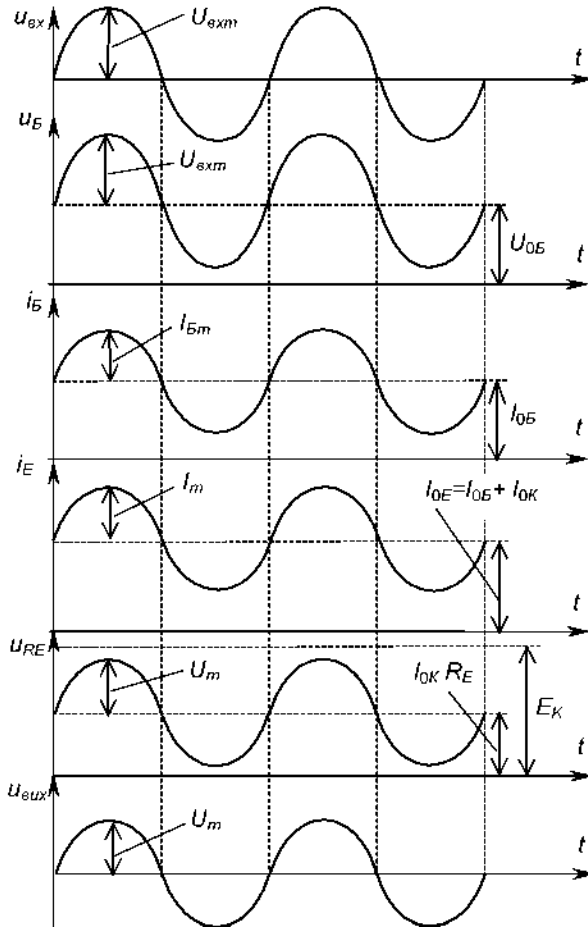


Рисунок. 3.17 - Часові діаграми роботи емітерного повторювача Розглянемо параметри повторювача, аналогічні параметрам каскаду з СЕ

1. $K_I = \frac{I_{км}}{I_{Бм}} = \frac{I_E R_E}{(R_E + R_H) I_{Бм}} = (\beta + 1) \frac{R_E}{R_E + R_H} \gg 1.$
2. $K_U = \frac{U_{выхм}}{U_{вхм}} = \frac{U_{выхм}}{U_{выхм} + U_{БЕ}} < 1; U_{БЕ} \ll U_{выхм}, \text{ тому } K_U \approx 1.$
3. $R_{кx} = \frac{U_{выхм}}{I_{вхм}} = R_E + (\beta + 1)(R_E + R_{ЕБ}),$

де R_B – опір бази;

R_E – опір у колі емітера;

R_{EB} – опір емітерного переходу.

Якщо вважати, що $R_B \rightarrow 0$ і $R_{EB} \rightarrow 0$, то $R_{BX} = (\beta + 1)R_E$ – має велике значення

$$4. R_{BX} = R_{EB} + \frac{R_B + R_{0\text{ж}}}{\beta + 1} \quad \text{має мале значення.}$$

Каскади з СК застосовують як узгоджувальні, коли джерело сигналу має великий R_{BX} , а навантаження (наприклад, каскад підсилення з СЕ) має малий R_{BX} .

Оскільки каскад не змінює фази і не підсилює напруги вхідного сигналу ($K_U \approx 1$), то його й називають повторювачем.

3.7.3 Підсилювальний каскад з СБ

Схема підсилюючого каскаду з СБ зображена на рис. 3.18. Конденсатор C_3 забезпечує підмикання бази до спільної точки за змінним струмом. Призначення решти елементів те ж саме, що й у попередніх схемах. Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 3.19.

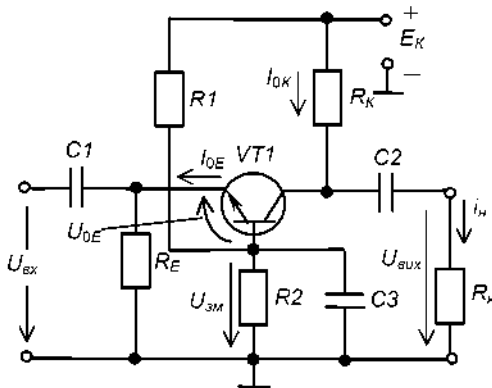


Рисунок. 3.18 - Підсилюючий каскад з СБ

Основні параметри каскаду:

$$1. K_t = \frac{I_{nm}}{I_{взм}} = \frac{I_{Km} R_K}{(R_K + R_n) I_{Em}} = \alpha \frac{R_K}{R_K + R_n} < 1;$$

$$2. K_{U_1} = K_I \frac{R_n}{R_{KY}} \gg 1,$$

тобто $K_I < 1$, $K_{U_1} \gg 1$;

$$3. R_{K3} = \frac{U_{K3m}}{I_{Km}} - \text{малий.}$$

Такі каскади використовують як узгоджувальні, коли джерело сигналу має малий $R_{вих}$, а навантаження – великий $R_{вх}$.

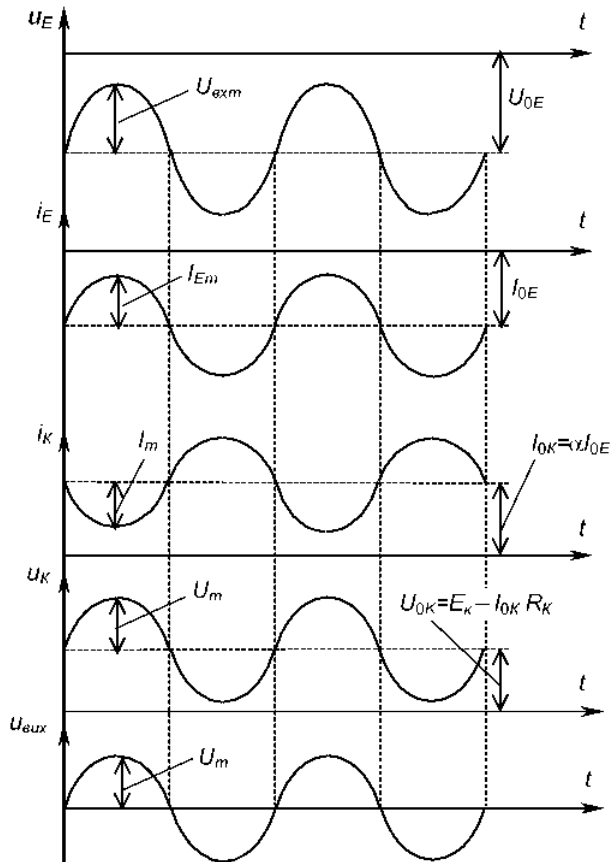


Рисунок. 3.19 – Часові діаграми роботи підсилювального каскаду з СБ

3.8. Каскади попереднього підсилення на польових транзисторах

При побудові цих каскадів завжди слід пам'ятати, що польові транзистори керуються напругою, а не струмом, як біполярні. При цьому також можливі три схеми: зі спільним витоком (з СВ), зі спільним стоком (з СС), зі спільним затвором (з СЗ). Практичного використання набули схеми з СВ та з СС.

Схему підсилювального каскаду з СВ наведено на рис. 3.20.

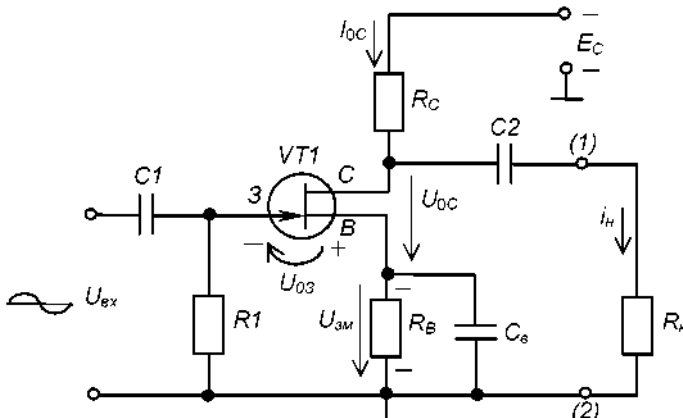


Рисунок. 3.20 – Підсилювальний каскад з СВ

Склад схеми та призначення елементів:

VT1 – польовий транзистор з керуючим р-п переходом і каналом п-типу.

R_C – навантаження за постійним струмом.

E_K – джерело живлення каскаду (стокового каналу).

Ці елементи утворюють вихідне коло каскаду, де, власне, і відбувається підсилення сигналу.

R_B – утворює коло автоматичного зміщення, що задає режим спокою каскаду класу А шляхом подачі напруги зміщення до затвору VT1 через резистор R_1 . Одночасно він забезпечує температурну стабілізацію режиму спокою за рахунок створення негативного зворотного зв'язку за постійним струмом.

C_B – виключає дію негативного зворотного зв'язку для змінного

вхідного сигналу.

C_1, C_2 – роздільні конденсатори.

Роботу каскаду ілюструють часові діаграми, наведені на рис.

3.21.

Графоаналітичний розрахунок схеми проводиться у наступному порядку. На стоковій характеристиці польового транзистора будемо лінію навантаження за постійним струмом, як це показано на рис. 3.22,

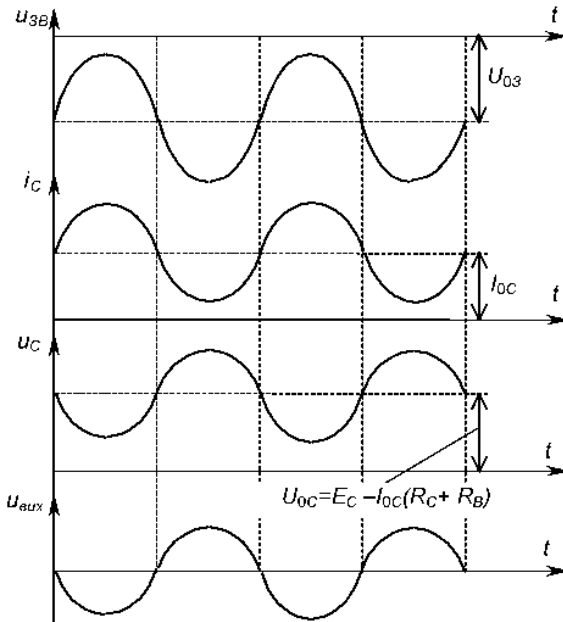


Рисунок. 3.21 - Часові діаграми роботи каскаду з СВ

$$U_C = E_C - I_C (R_C + R_B)$$

Знаючи U_{03} , знайдемо $R_B = U_{03} / I_{0C}$. Оскільки навантаженням транзистора є, наприклад, наступний підсилювальний каскад на польовому транзисторі з дуже великим вхідним опором, то $R_H \gg R_C$, $R_H \approx R_C$, і всі побудови за змінним струмом можна виконати за допомогою лінії навантаження за постійним струмом.

Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = S \frac{R_i R_C}{R_i + R_C}, \quad (3.21)$$

де S – крутизна;

R_i – внутрішній опір польового транзистора.

Розглянутий каскад набув широкого розповсюдження у вхідних колах інтегральних підсилювачів.

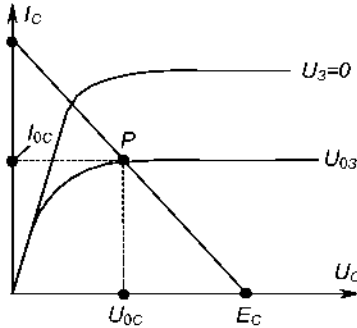


Рисунок. 3.22 - Стокові характеристики польового транзистора з керуючим р-п переходом

3.8.1. Підсилювальний каскад з СС

Схему підсилювального каскаду з СС наведено на рис. 3.23

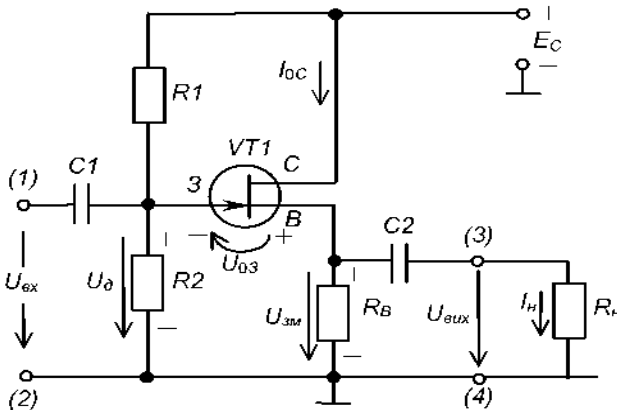


Рисунок. 3.23 - Підсилюючий каскад з СС

Тут:

$VT1$ – польовий транзистор з керуючим р-п переходом і каналом п-типу

R_B – навантаження каскаду за постійним струмом (водночас

створює напругу зміщення $U_{зм}$;

R_1, R_2 – дільник напруги (створює напругу U_d).

U_d та $U_{зм}$ задають режим спокою підсилювального каскаду:

$$U_{03} = U_{зм} - U_d.$$

Призначення решти елементів аналогічне попереднім схемам.

Навантаження каскаду за змінним струмом $R_{нз} = R_B \parallel R_H$.

Роботу підсилювача ілюструють часові діаграми, наведені на

рис. 3.24.

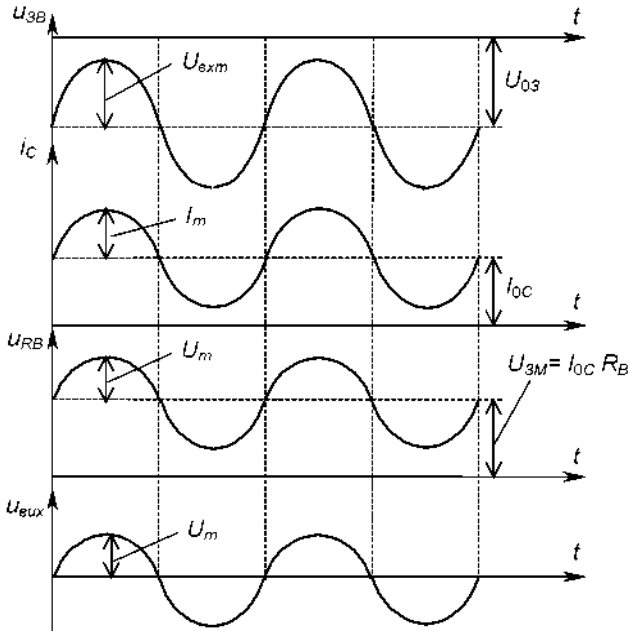


Рисунок. 3.24 - Часові діаграми роботи каскаду з СС

Ця схема має назву витокового повторювача, оскільки $U_{вих}$ майже повторює вхідну напругу.

Для каскаду можна записати такі співвідношення:

$$U_{еx} = U_{еиx} - U_{3B};$$

$$U_{3B} \ll U_{еиx}, \text{ тому } U_{еx} \approx U_{еиx};$$

$$K_U < 1; R_{еиx} \gg R_B$$

Каскад має великий $R_{вх}$ і малий $R_{вих}$, тому використовується як

узгоджувальний підсилювач у разі необхідності узгодження джерела сигналу з великим $R_{\text{вих}}$ з навантаженням, що має малий $R_{\text{вх}}$, наприклад, підсилювачів на польових та біполярних транзисторах.

Каскади на польових МДН-транзисторах схематично будують так, як і каскади на біполярних транзисторах.

3.8.2. Зворотні зв'язки у підсилювачах

Поряд із колами прямої передачі сигналів у підсилювачі вводять штучно створені кола, через які частина енергії з виходу подається на вхід. Це явище має назву **зворотного зв'язку**.

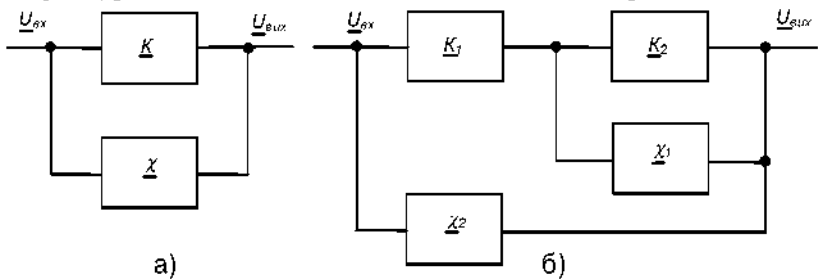
Із застосуванням зворотних зв'язків ми вже зустрічалися, коли розглядали будову тиристора (внутрішній позитивний зв'язок) та температурну стабілізацію режиму спокою підсилюючого каскаду (негативний зворотний зв'язок).

Кола, за допомогою яких забезпечують зворотні зв'язки, називають колами зворотного зв'язку.

Коло прямої передачі сигналу і коло зворотного зв'язку утворюють петлю.

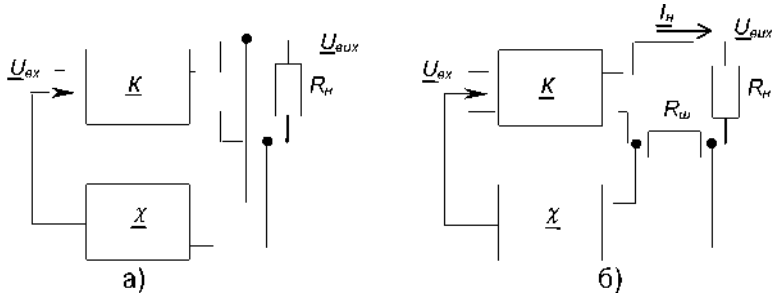
Структурні схеми петльових зв'язків наведені на рис. 3.25.

Зворотні зв'язки поділяються також на зв'язки за напругою та за струмом, як показано на рис. 3.26, або змішані.



а – однопетльовий; б – багатопетльовий

Рисунок. 3.25 – Приклади петльових зворотних зв'язків:

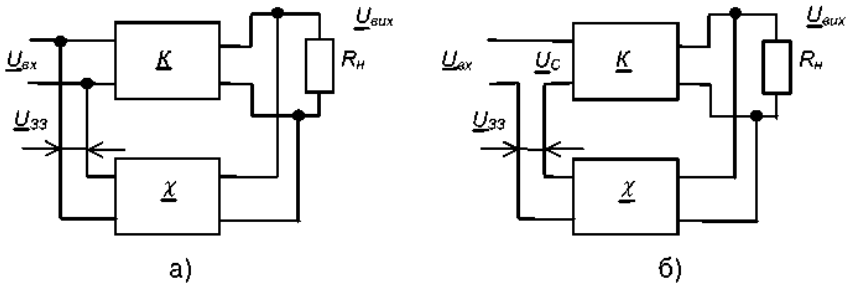


а – за напругою; б – за струмом

Рисунок. 3.26 – Зворотні зв'язки:

(шунт $R_{ш}$ – датчик струму навантаження)

Залежно від способу подачі сигналу зворотного зв'язку у вхідне коло розрізняють паралельний та послідовний зворотні зв'язки, як показано на рис. 3.27



(а) та послідовний (б) зворотні зв'язки

Рисунок. 3.27 – Паралельний

Зазвичай зворотні зв'язки у підсилювачах застосовують для стабілізації і покращення параметрів підсилювача.

Властивості підсилювача із зворотним зв'язком розглянемо на прикладі послідовного зворотного зв'язку за напругою.

Основним показником є коефіцієнт передачі зворотного зв'язку

$$\underline{\chi} = \frac{U_{зз}}{U_{вих}}, \quad (3.22)$$

який визначає, яка частка вихідної напруги надходить до вхідного кола підсилювача ($U_{зз}$ – комплекс напруги зворотного зв'язку)

Для вхідного кола можна записати рівняння

$$\underline{U}_C = \underline{U}_{вх} + \underline{U}_{зз}, \quad (3.23)$$

де $\underline{U}_C$ – комплекс напруги на вході.

З урахуванням виразу (3.22)

$$\underline{U}_C = \underline{U}_{вх} + \chi \underline{U}_{вих} \quad (3.24)$$

Запровадимо наступні позначення:

а) коефіцієнт підсилення без зворотного зв'язку

$$K = \frac{\underline{U}_{вих}}{\underline{U}_C}, \quad (3.25)$$

б) коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого зворотним зв'язком

$$\underline{K}_{зз} = \frac{\underline{U}_{вих}}{\underline{U}_{вх}}. \quad (3.26)$$

Можна записати

$$\underline{U}_{вих} = \underline{K} \underline{U}_C. \quad (3.27)$$

З урахуванням виразу (3.24), маємо:

$$\underline{U}_{вих} = \underline{K} (\underline{U}_{вх} + \chi \underline{U}_{вих}). \quad (3.28)$$

Поділимо обидві частини рівняння (3.28) на $\underline{U}_{вх}$ і одержимо

$$\underline{K}_{зз} = \underline{K} (1 + \chi \underline{K}_{зз}), \quad (3.29)$$

звідки

$$\underline{K}_{зз} = \frac{\underline{K}}{1 - \chi \underline{K}}. \quad (3.30)$$

Зобразимо $\underline{K}$ та χ у вигляді

$$\underline{K} = K e^{j\varphi_K}; \quad (3.31)$$

$$\chi = \chi e^{j\varphi_\chi}, \quad (3.32)$$

де φ_K , φ_χ – фазовий зсув сигналу у колі прямої передачі та колі зворотного зв'язку відповідно.

Вираз (3.30) набуває вигляду

$$\underline{K}_{33} = \frac{Ke^{j\varphi_K}}{1 - \chi Ke^{j(\varphi_K + \varphi_\chi)}}. \quad (3.33)$$

Візьмемо випадок, коли $\varphi_K + \varphi_\chi = \pi n$, ($n = 1, 3, 5, \dots$).

Тоді $e^{j\pi} = -1$, а $\varphi_K \approx 0$ і вираз (3.33) матиме вигляд

$$K_{33} = \frac{K}{1 + \chi K}. \quad (3.34)$$

Отже, якщо сигнал зворотного зв'язку зсунутий відносно вхідного сигналу на кут π , то цей зв'язок називається **негативним зворотним зв'язком** (НЗЗ). Коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого нега- тивним зворотним зв'язком, зменшується у $(1 + \chi K)$ разів. Незважаючи на це, НЗЗ широко використовують для підвищення стабільності робо- ти підсилювачів і покращення інших їхніх параметрів.

У першу чергу, НЗЗ знижує залежність K_{33} від зміни K (наприклад, пов'язаних зі змінами температури). Покажемо це, для чого про- диференціюємо вираз (3.34) за K .

$$\frac{dK_{33}}{dK} = \frac{(1 + \chi K) - K\chi}{(1 + \chi K)^2} = \frac{1}{(1 + \chi K)^2}. \quad (3.35)$$

Перегрупуємо та поділимо ліву і праву частини цього рівняння на K_{33} із урахуванням (3.34), отримуємо

$$\frac{dK_{33}}{K_{33}} = \frac{dK}{K(1 + \chi K)}. \quad (3.36)$$

Цей вираз свідчить, що зміни K_{33} у $(1 + \chi K)$ разів менші від змін K

У випадку глибокого НЗЗ маєм

$$\chi K \gg 1, \text{ і тому } K_{33} \approx \frac{1}{\chi} - \text{не залежить від } K.$$

Якщо, наприклад, $K = 10^3$, $\chi = 0,1$, то $K_{33} \approx 10$

НЗЗ також підвищує $R_{вх}$ і знижує $R_{вих}$:

$$R_{вх33} = R_{вх}(1 + \chi K); R_{вих33} = \frac{R_{вих}}{(1 + \chi K)}. \quad (3.37)$$

Також НЗЗ знижує нелінійні та частотні викривлення. Отже, зрозуміло, чому його широко застосовують у підсилювачах.

Розглянемо випадок, коли $j_K + j_C = 0$ тобто сигнал зворотного зв'язку співпадає за фазою з вхідним сигналом). Такий зв'язок називається **позитивним зворотним зв'язком (ПЗЗ)**. У випадку ПЗЗ $e^{j0} = 1$, $\phi_K = 0$, і вираз (3.33) має вигляд

$$K_{zz} = \frac{K}{1 - \chi K}. \quad (3.38)$$

Це свідчить, що K_{zz} у K_{zz} у $\frac{1}{1 - \chi K}$ разів більший, ніж K .

Тобто ПЗЗ суттєво підвищує коефіцієнт підсилення підсилювача при $\chi K < 1$. Але у той же час він погіршує інші його параметри. Тому практично застосовують граничний випадок, коли $\chi K = 1$ і $K_{zz} \rightarrow \infty$. Цей режим роботи називається **генераторним (підсилювач самозбуджується)** і використовується при створенні схем генераторів різного виду.

Зазначимо: наявність нульового фазового зсуву сигналу зворотного зв'язку і коефіцієнта підсилення більшого за одиницю є умовами **ре- жиму генерації**.

3.9. Багатокаскадні підсилювачі

Якщо один підсилювальний каскад не забезпечує потрібний рівень підсилення, то застосовують **багатокаскадні підсилювачі**. Структурну схему такого підсилювача зображено на рис. 3.28

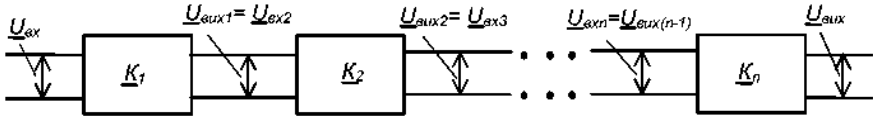


Рисунок. 3.28 - Структурна схема багатокаскадного підсилювача
Загальний коефіцієнт підсилення при цьому становить

$$\underline{K}_{\text{заг}} = \underline{K}_1 \underline{K}_2 \dots \underline{K}_n. \quad (3.39)$$

3.9.1. Багатокаскадні підсилювачі з резистивно-ємнісними міжкаскадними зв'язками

Найбільш широкого вжитку набули підсилювачі змінного струму з **резистивно-ємнісними міжкаскадними зв'язками** (з RC-зв'язками). Вони мають добрі частотні властивості, невеликі габарити, високу на-дійність і тому широко використовуються, як при створенні підсилю-вачів на дискретних елементах, так і в інтегральному виконанні.

На рис. 3.29 наведено схему такого підсилювача.

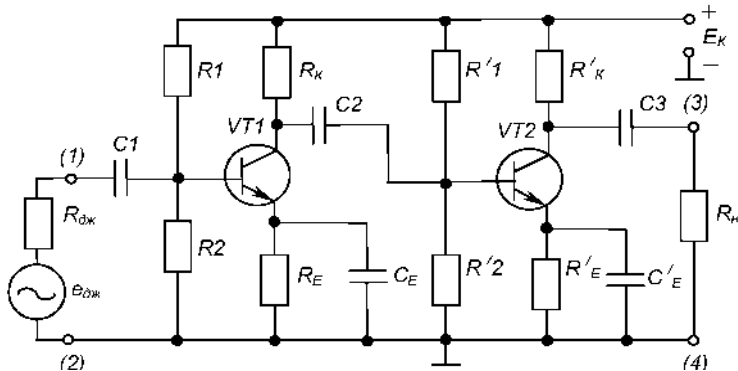


Рисунок. 3.29 – Двокаскадний підсилювач з резистивно-ємнісними зв'язками

Підсилювач складається із двох каскадів підсилення, виконаних на транзисторах VT1 і VT2 за схемою з СЕ.

Вхідний сигнал після підсилення першим каскадом через конденсатор C_2 надходить на вхід другого каскаду, з виходу якого підсилений вдруге через конденсатор C_3 подається на навантаження R_b .

Розрахунок багатокаскадного підсилювача починають із розрахунку вихідного (останнього) каскаду. Потім, знаючи його вхідну напругу, що є вихідною напругою попереднього каскаду, приступають до розрахунку попереднього каскаду і т.д. Виходячи із умови забезпечення однотипності, каскади попереднього підсилення виконують однаковими (зазвичай із найбільш можливим коефіцієнтом підсилення). Тому розрахунок завжди зводиться фактично до розрахунку одного каскаду.

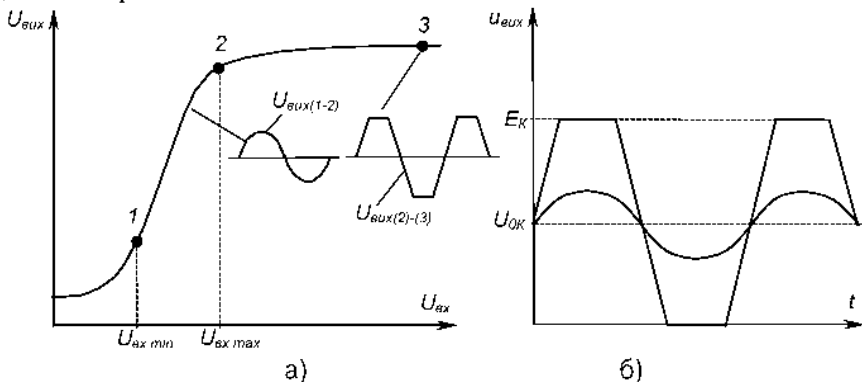
$$R_{н1\approx} = R_K \parallel R' \parallel R_{вх2},$$

де $R' = R'_1 \parallel R'_2$;

$R_{вх2}$ – вхідний опір за змінним струмом другого каскаду;

$R_{н2\approx} = R' \parallel R_n$.

Амплітудна характеристика такого підсилювача має вигляд, наведений на рис. 3.30.



Амплітудна характеристика (а) та часові діаграми вихідного сигналу (б)
Рисунок. 3.30 - двокаскадного підсилювача з RC-зв'язками

На ній позначено:

1-2 – робоча ділянка підсилювача;

2-3 – режим насичення.

$$D = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}} \quad \text{динамічний діапазон підсилювача.}$$

На ділянці 1-2 маємо незначне спотворення форми вихідного сигналу, зумовлене нелінійністю характеристик транзистора. Ступінь спотворень визначається **коефіцієнтом нелінійних викривлень**

де U_1 – ефективне значення напруги першої (основної) гармоніки вихідного сигналу;

$U_2, U_3, \dots, U_n$ – ефективні значення напруги другої, третьої і т.д. (ви-

щих) гармонік вихідного сигналу.

Наявність сигналу на виході підсилювача при $U_{\text{вх}} < U_{\text{вх min}}$ і навіть при $U_{\text{вх}} = 0$, визначається власними шумами елементів підсилювача. Це шумовий сигнал, що зумовлений, наприклад, нестаціонарністю процесу інжекції носіїв із емітера в базу біполярного транзистора (до речі, польові транзистори позбавлені цього недоліку, в зв'язку з чим їх час-то використовують у першому каскаді підсилювачів малих сигналів); виникають **шуми** також за рахунок флуктуацій струму при його протіканні через металокомпонитні, вугільні та інші резистори і т.п. Крім того, причиною вихідних шумів є сигнали, наведені на елементах і з'єднаннях підсилювача зовнішніми електромагнітними полями, завади, що проникають на його вхід з кіл живлення при наявності в них пульсацій напруги.

Для зниження вихідних шумів використовують елементи з малими власними шумами, застосовують екранування, додаткові фільтри, вибирають схеми джерел живлення з мінімальними пульсаціями.

На ділянці 2-3 маємо режим насичення підсилювача з-за того, що транзистор тут виходить за межі лінійного режиму: поперемінно пере-ходить з режиму відсічки через лінійний режим до режиму насичення і навпаки (не плутайте динамічний режим насичення підсилювача з статичним режимом насичення транзистора).

Другою важливою характеристикою двокаскадного підсилювача з RC-зв'язками є амплітудно-частотна характеристика (АЧХ),

зображена на рис. 3.31.

Причиною зниження коефіцієнта підсилення на низьких частотах є наявність розділяючих конденсаторів C_1 , C_2 , C_3 і C_E , оскільки опір конденсатора

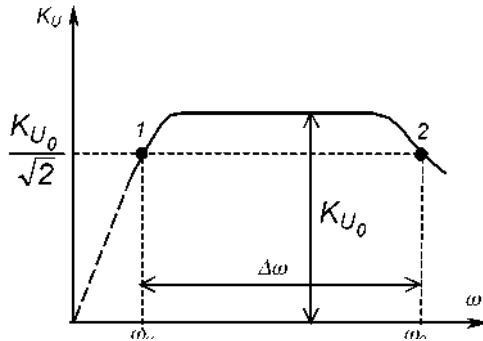


Рисунок. 3.31 – АЧХ двокаскадного підсилювача з RC- зв'язками

$$X_C \Big|_{\omega \rightarrow 0} = \frac{1}{\omega C} \rightarrow \infty.$$

У результаті на розділяючих конденсаторах падає частина напруги сигналу, що повинен передаватися у наступний каскад або навантаження, а з ростом опору C_E , виникає суттєвий НЗЗ за підсилюваним сигналом змінної напруги – коефіцієнт підсилення знижується.

Причиною зниження коефіцієнта підсилення на високих частотах є:

а) зниження коефіцієнта передачі транзистора за струмом β при

$$\omega > \omega_{\text{вгр}};$$

б) наявність у схемі паразитних конденсаторів та індуктивностей, оскільки

$$X_C \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = \frac{1}{\omega C} = 0; \quad X_L \Big|_{\omega \rightarrow \infty} = \omega L \rightarrow \infty,$$

то зі збільшенням частоти сигналу (або для його вищих складових гармонік) розосереджена ємність ліній зв'язку в межах каскаду шунтує частину енергії сигналу, що підсилюється, а індуктивність провідників веде до падіння на них напруги. У результаті коефіцієнт підсилення знижується.

3.9.2. Багатокаскадні підсилювачі з трансформаторними зв'язками

В таких підсилювачах зв'язок між каскадами здійснюється за допомогою трансформаторів. Зазвичай, первинна обмотка вмикається у ви-хідне струмове коло транзистора попереднього каскаду, а вторинна обмотка підмикається до входу наступного каскаду або безпосередньо до навантаження. У першому випадку маємо справу з підсилювачем напруги, у другому – з підсилювачем потужності.

Структурна схема підсилювача з трансформаторними зв'язками

зображена на рис. 3.32.

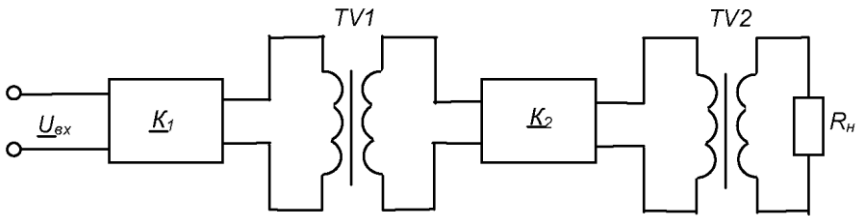


Рисунок. 3.32 – Двокаскадний підсилювач з трансформаторними зв'язками

У цій схемі перший каскад – підсилювач напруги, другий – підсилювач потужності.

Використання трансформатора надає такі переваги:

- а) підвищується загальний коефіцієнт підсилення як за напругою, так і за струмом;
- б) забезпечуються умови максимальної передачі потужності за рахунок узгодження вихідного опору каскаду з опором його навантаження ($R_{\text{вих}} = R_n$).

Але використання трансформатора має і свої недоліки, а саме: підвищуються маса і габарити підсилювача, погіршуються частотні властивості підсилювача. Крім того, в наш час трансформатор є нетехнологічним виробом: технологія виробництва трансформаторів кардинально відрізняється від технології виготовлення інших вузлів підсилювача.

Найширшого розповсюдження трансформаторні підсилювачі знаходили до недавнього часу як підсилювачі потужності. Будуються вони за однотактною або двотактною схемами.

Зазначимо, що **підсилювальні каскади**, які були нами розглянуті, усі **однотактні**: за період підсилюваного сигналу струм у них протікає через один транзистор і у одному напрямку. При цьому забезпечується підсилення як позитивної так і негативної півхвилі, якщо каскад працює у режимі класу А, або півхвилі лише однієї полярності, якщо у режимах класу В або АВ.

Двотактні підсилювальні каскади будують з двох однотактних, що як правило, працюють у режимах класу В або АВ: один каскад забезпечує підсилення позитивної півхвилі, а другий – негативної. Отже, підсилення за період підсилюваного сигналу відбувається у два такти.

Схема однотактного трансформаторного підсилювача потужності наведена на рис. 3.33.

У колекторне коло транзистора VT1 ввімкнено первинну обмотку трансформатора TV1, його вторинна обмотка підімкнена до навантаження R_H .

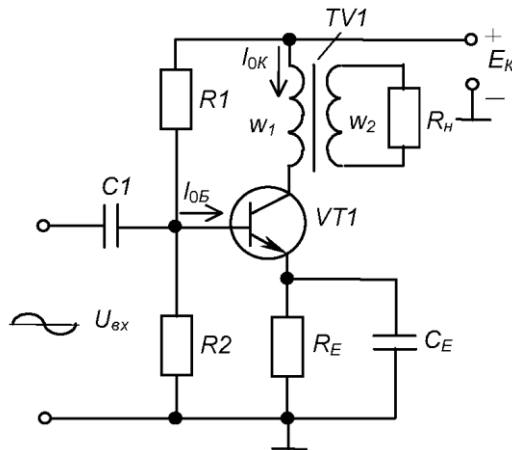


Рисунок. 3.33 – Однотактний трансформаторний підсилювач потужності

н

Коефіцієнт трансформації $n=w_1/w_2$, де w_1 , w_2 – кількість витків первинної та вторинної обмоток відповідно.

Призначення решти елементів те ж саме, що і в попередніх схемах.

Працює підсилювач у режимі класу А.

Значення опору навантаження, зведене до первинної обмотки, становить

$$R' = R n^2. \quad (3.41)$$

Оскільки $R_{\text{вих}} = R'$, то $R_{\text{вих}} = R_n n^2$, і коефіцієнт трансформації

$$n = \sqrt{\frac{R_{\text{вих}}}{R_n}}. \quad (3.42)$$

Недоліками наведеної схеми є низький к.к.д.: $\eta = 0,25 \div 0,3$; наявність сталого підмагнічування осердя трансформатора внаслідок протікання постійного струму I_{0K} по його первинній обмотці, що призводить до збільшення габаритів трансформатора.

Вказаних недоліків позбавлений двотактний підсилювач потужності, принципову схему якого зображено на рис. 3.34.

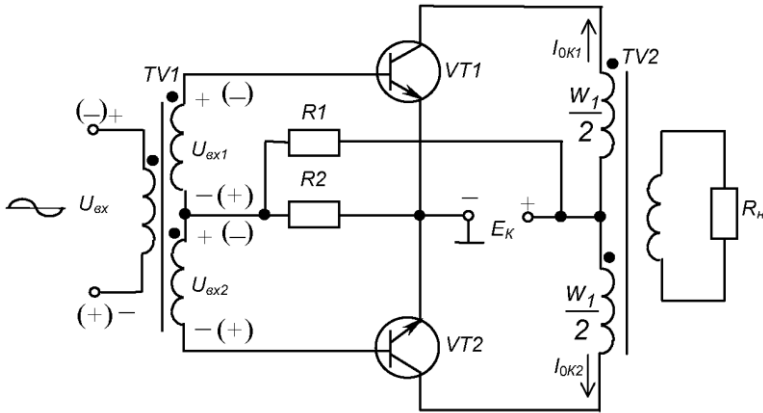


Рисунок. 3.34 – Двотактний трансформаторний підсилювач потужності

Підсилювач складається з двох однокласових каскадів, виконаних на транзисторах VT1 і VT2. Параметри транзисторів повинні бути практично однаковими. Трансформатор TV1 призначений для подачі на вхід підсилювача двох напруг U_{bx1} та U_{bx2} , рівних за значенням, але зсунутих за фазою на 180 ел. град. Трансформатор TV2 узгоджує вихід підсилювача з навантаженням, тобто забезпечує виконання умови передачі максимальної

потужності. Резистори R_1 , R_2 призначені для створення режиму спокою (в режимі класу АВ) для обох транзисторів.

Такий підсилювач може працювати у класі В (за відсутності ділення R_1 , R_2) або АВ. У трансформатора TV2 стале підмагнічування відсутнє, оскільки по одній його напівобмотці постійний струм тече в одному напрямку, а по другій – у протилежному, причому $I_{0K1}=I_{0K2}$.

Розглянемо роботу підсилювача за наявності U_{BX1} .

Якщо полярність U_{BX1} відповідає вказаній на схемі без дужок, транзистор VT2 закритий, а VT1 працює в режимі підсилення. При цьому в колекторному колі VT1 з'являється підсилена півхвиля струму, що через верхню первинну півобмотку трансформатора TV2 передається до навантаження.

При полярності U_{BX1} , вказаній у дужках, транзистор VT1 закритий, а VT2 знаходиться у режимі підсилення під дією U_{BX2} . Півхвиля струму, що протікає у колекторному колі VT2, має протилежний напрямок і через нижню первинну півобмотку трансформатора TV2 передається до навантаження. Таким чином, транзистори VT1 і VT2 працюють по черзі, створюючи підсилену змінну напругу на навантаженні за два такти.

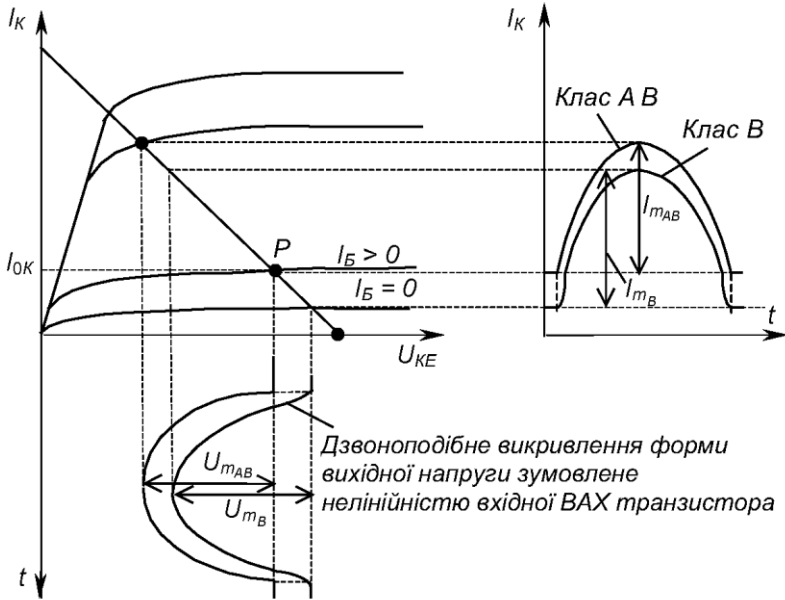


Рисунок. 3.35 – Побудова часової діаграми імпульсу колекторного струму за допомогою вихідної характеристики транзистора
Повна та вихідна потужності відповідно становлять

$$P = \frac{I_m U_m}{2}, \quad P_{\text{вих}} = \eta P. \quad (3.43)$$

3.9.3. Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення

Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення якнайширше використовують як у складі ІМС, так і в дискретному виконанні. Схему такого каскаду, виконану на однотипних транзисторах п-р-п типу, наведено на рис. 3.36.

Транзистор VT2 і навантаження R_n утворюють каскад з СК, а VT3 і R_n – каскад з СЕ. Сигнали, що підсилюються, надходять на входи транзисторів VT2, VT3 із зміщенням за фазою на 180 ел. град.: одержання двох протифазних напруг забезпечує фазоінверсний каскад на транзисторі VT1. Транзистори VT2 і VT3 поперемінно відкриваються позитивними півперіодами, зумовлюючи протікання в навантаженні змінного струму.

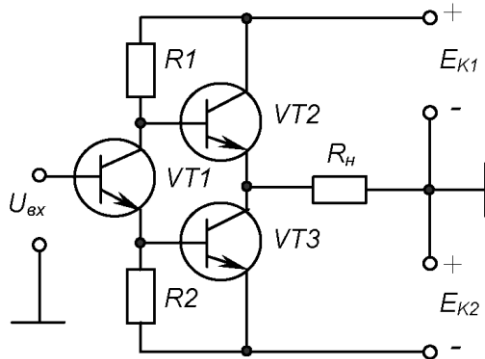


Рисунок. 3.36 – Безтрансформаторний каскад підсилення на однотипних транзисторах

Живлення такого каскаду можливе і від однополярного джерела. У такому випадку навантаження підмикається через конденсатор великої ємності ($1/\omega C \ll R_H$).

Останнім часом широко використовують каскади підсилення, побудовані на транзисторах різного типу провідності – на **комплементарних** (від латинського complement – доповнення) парах транзисторів. Схему найпростішого такого каскаду наведено на рис. 3.37. Кожен з транзисторів разом з навантаженням тут утворює схему з СК.

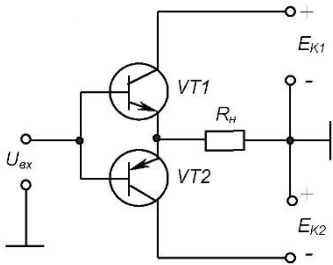


Рисунок. 3.37 - Найпростіший каскад підсилення на транзисторах різного типу провідності

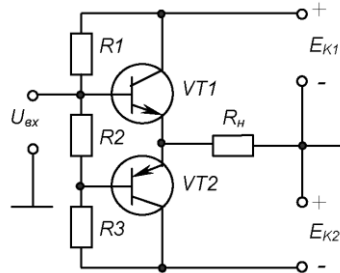


Рисунок. 3.38 - Безтрансформаторний каскад підсилення на транзисторах різного типу провідності у режимі класу АВ

Працює каскад у режимі класу В, який відзначається значними не- лінійними викривленнями при підсиленні гармонічних сигналів. Характерна особливість такої схеми: для неї не потрібен

фазоінверсний каскад. Для забезпечення роботи у режимі класу АВ використовують невелике зміщення (0,6-0,7) В, як це показано на рис. 3.38 (ділник $R_1 - R_3$).

При цьому, за відсутності вхідного сигналу, через обидва транзистори протікає невеликий струм спокою (наскрізний струм), а через навантаження не протікає.

Оскільки в цих схемах обидва транзистори ввімкнені відносно навантаження як емітерні повторювачі, то вони досить просто узгоджуються з низькоомним опором навантаження і к.к.д. при цьому досить високий. Вихідна напруга дорівнює вхідній, а підсилення потужності відбувається за рахунок підсилення струму.

За використання однополярного джерела живлення схема такого каскаду має вигляд, наведений на рис. 3.39. Для забезпечення виключення впливу режиму каскаду за постійним струмом на передкінечний каскад і навантаження, останні підмикаються відповідно через конденсатори C_1 і C_2 . За великої потужності навантаження C_2 має значну ємність (а, отже, і габарити та масу).

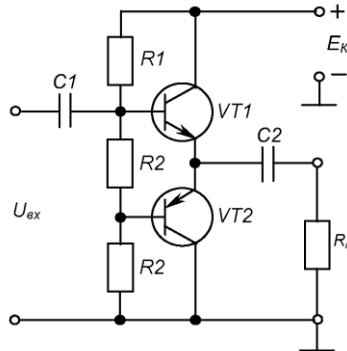


Рисунок. 3.39 – Безтрансформаторний каскад підсилення на транзисторах різного типу провідності у режимі класу АВ за однополярного живлення

3.9.4. Вибіркові підсилювачі

Вибіркові підсилювачі застосовують, якщо необхідно з сукупності вхідних сигналів широкого діапазону частот виділити

групу сигналів близьких за частотами, що несуть корисну інформацію (наприклад, при налаштуванні радіоприймача на конкретну станцію). АЧХ такого підсилювача має вузьку смугу підсилюваних частот, як це показано на рис.3.40 (порівняйте з рис. 3.31).

Вибіркові підсилювачі зазвичай будують як підсилювачі з СЕ, колекторним навантаженням яких є паралельний LC-контур, що налаштовується у резонанс на деяку частоту ω_0 , тому їх ще називають **резонансними підсилювачами**.

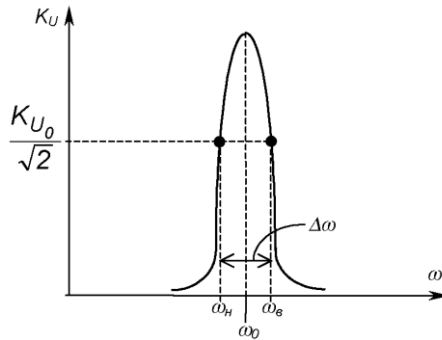


Рисунок. 3.40 – АЧХ вибіркового підсилювача

Схему вибіркового (резонансного) підсилювача наведено на рис. 3.41.

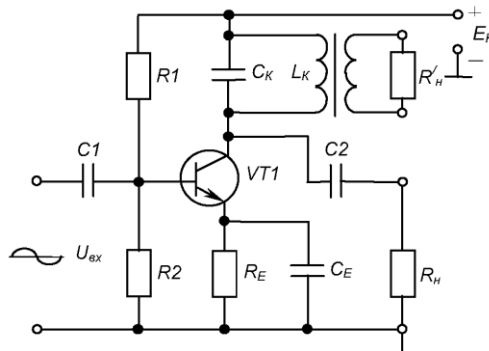


Рисунок. 3.41 – Вибірковий (резонансний) підсилювач

У нього
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}},$$

де L_K і C_K – індуктивність і ємність контуру.

Зв'язок з навантаженням (часто це наступний каскад підсилення) може бути трансформаторним – як підімкнене навантаження R_n -або резистивно-ємнісним – як підімкнене навантаження R_n

За низьких частот (тисячі і десятки тисяч герц) застосування LC-контурів недоцільне, бо тут низька їх добротність, великі габарити та маса. У такому разі застосовують підсилювачі з частотно-залежними зворотними зв'язками, зазвичай резистивно-ємнісними.

РОЗДІЛ 4

ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

4.1. Загальні відомості

У вимірювальній техніці, автоматичці, системах автоматичного керування і т.п. широко застосовують пристрої, що мають назву датчиків (давачів). Вони є перетворювачами неелектричних величин в електричні, часто – у напругу постійного струму. Їхня вихідна напруга пропорційна таким неелектричним величинам як температура, тиск, освітленість т.ін. Рівень вихідних напруг датчиків невеликий, із часом вони малозмінні або взагалі незмінні. Для підсилення таких сигналів і використовуються **підсилювачі постійного струму (ППС)**.

АЧХ ППС зображена на рис. 4.1. Її особливість полягає у тому, що нижня гранична частота діапазону підсилюваних сигналів дорівнює нулю. Отже, є можливість підсилення сигналів постійного струму.

Схемотехнічно це забезпечується відсутністю роздільних конденсаторів або трансформаторів між джерелом струму, каскадами і навантаженням. Тобто, ППС є підсилювачем із безпосередніми зв'язками.

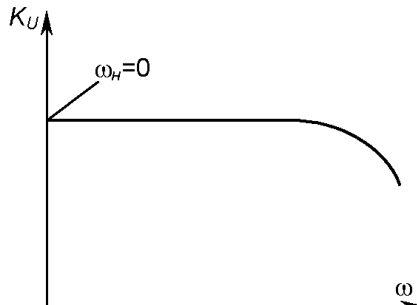


Рисунок. 4.1 – АЧХ ППС

Наявність роздільних елементів, які забезпечують розділення за постійним струмом і зв'язок за змінним, надавала ту перевагу, що режим i -го каскаду за постійним струмом не впливає на роботу інших каскадів, джерела сигналу або навантаження.

У підсилювачах з безпосередніми зв'язками вплив

дестабілізуючих факторів (наприклад, змін із часом температури або напруги живлення) на режим спокою каскаду призводить до того, що навіть за відсутності вхідного сигналу, на виході підсилювача може з'являтися напруга, що навантаженням буде сприйматися як результат підсилення деякого вхідного сигналу. Це явище має назву **дрейфу нуля** ППС.

Дрейф нуля зумовлюється зміною вихідної напруги за зазначений проміжок часу при відсутності вхідного сигналу:

$$d = \frac{U_{\text{дрmax}} - U_{\text{дрmin}}}{K_U}, \quad (4.2)$$

де $U_{\text{дрmax}}$, $U_{\text{дрmin}}$ – відповідно максимальне та мінімальне значення вихідної напруги за визначений проміжок часу;

K_U – коефіцієнт підсилення.

Для зменшення дрейфу в ППС застосовують елементи термостабілізації, запроваджується жорстка стабілізація напруги живлення та, найчастіше, використовують спеціальні балансні схеми.

4.2. Підсилювач прямого підсилення

Найпростішим представником ППС є підсилювач **прямого підсилення з безпосередніми зв'язками**. Розглянемо схему двокаскадного підсилювача прямого підсилення, зображену на рис. 4.2.

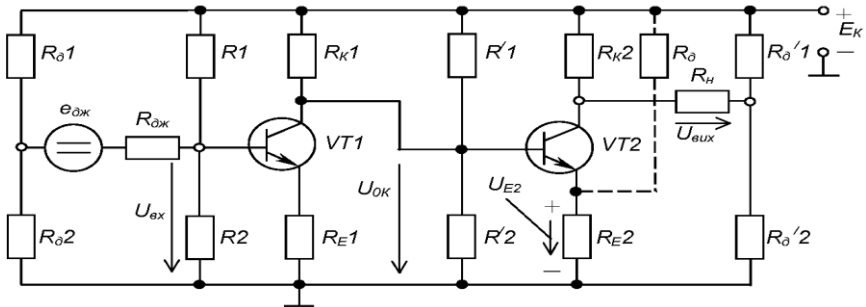


Рисунок. 4.2 – Двокаскадний підсилювач постійного струму прямого підсилення

Він складається з двох каскадів, виконаних за схемою з СЕ. Призначення елементів те ж саме, що і у підсилювачах змінного

струму.

За принципової неможливості застосування реактивних роздільних елементів, щоб забезпечити виключення впливу напруг, що відповідають режиму спокою каскадів, на джерело сигналу і на навантаження, останнє тут підімкнено між колектором VT2 та середньою точкою ділянки $R'_{\partial 1}, R'_{\partial 2}$, а вхідний сигнал подано на базу VT1 відносно середньої точки ділянки $R_{\partial 1}, R_{\partial 2}$. Значення опорів резисторів $R_{\partial 1}, R_{\partial 2}, R'_{\partial 1}, R'_{\partial 2}$ добирають якомога меншими та таким чином, щоб за $e_{\partial \kappa} = 0$ на виході було $U_{\text{вих}} = 0$.

Вхідний сигнал, що надходить до входу першого каскаду, підсилюється і з колектора транзистора VT1 подається на вхід другого каскаду, виконаного на транзисторі VT2. Після повторного підсилення, сигнал надходить на навантаження $R_{\text{н}}$.

На відміну від підсилювача змінного струму, де режим спокою вибирається за умов найліпшого підсилення вхідного сигналу і не впливає на навантаження завдяки наявності реактивних елементів зв'язку, у цьому підсилювачі процеси протікають по-іншому.

Напруга спокою першого каскаду $U_{0\kappa}$ безпосередньо подається на вхід другого і, якщо не вжити спеціальних заходів, під її дією транзистор VT2 насичується. Тобто ні про яке підсилення не може йти мови. Для того щоб виключити це явище, до емітерного кола VT2 вводять резистор R_{E2} , на якому виділяється напруга U_{E2} , що компенсує напругу $U_{0\kappa}$, оскільки спрямована зустрічно. Тобто виконується умова $U_{0\kappa} - U_{E2} = U_{0\text{б}}$; $U_{E2} = R_{E2} I_{0E2}$, де I_{0E2} – струм емітера в режимі спокою. Наявність великих R_{E1} та R_{E2} призводить до виникнення в схемі глибоких НЗЗ, що значно знижує коефіцієнт підсилення. Тому такі підсилювачі мають обмежену кількість каскадів (зазвичай не більше двох).

Для того, щоб знизити значення емітерного опору, можна використати ділянку напруги R_{E2}, R_{∂} (зображений на рис. 4.2 пунктиром). У цьому випадку навіть на малому опорі R_{E2} можна одержати потрібний рівень напруги. Але це зменшення НЗЗ призводить до підвищення втрат потужності, а отже, до зниження к.к.д.

Коефіцієнт підсилення схеми у цілому:

$$K_U = K_{U1} K_{U2}, \quad (4.2)$$

$$K_{U1} = \beta_1 \frac{R'_{K1}}{R_{\partial 1}} - \Delta \quad (4.3)$$

коефіцієнт підсилення першого каскаду;

$$R'_{K1} = R_{K1} \parallel R'_I \parallel R'_2 \parallel R_{ex2}; \quad (4.4)$$

$$K_{U2} = \beta_2 \frac{R'_{K2}}{R_{ex2}} - \quad (4.5)$$

коефіцієнт підсилення другого каскаду;

$$R'_{K2} = R_{K2} \parallel (R_n + R'_{\delta1} \parallel R'_{\delta2}). \quad (4.6)$$

Даний підсилювач має велике значення дрейфу нуля і використовується у випадках, коли немає високих вимог до якості підсилення. Для підвищення стабільності схеми в якості R_{E1} і R_{E2} іноді застосовують терморезистори.

4.3. Балансні ППС

Балансні ППС будуються на основі чотириплечого моста з паралельним балансом, схему якого наведено на рис. 4.3.

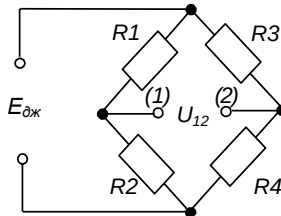


Рисунок. 4.3 – Чотириплечий міст

Тут $U_{12} = 0$ при $E_{дж} = var$

$$\text{Якщо } \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}.$$

Напруга на виході мосту не залежить від змін напруги живлення чи від пропорційних змін параметрів плечей.

На рис. 4.4 зображено найпростішу схему балансного підсилювача.

Він складається з двох каскадів на транзисторах VT1 і VT2. Причому параметри елементів обох каскадів повинні бути однаковими (у тому числі і транзисторів, що досить важко виконати): $R_1 = R'_1$; $R = R'_1$;

$R_{K1} = R'_1 = R$. Навантаження R вмикається між колекторами

транзисторів.

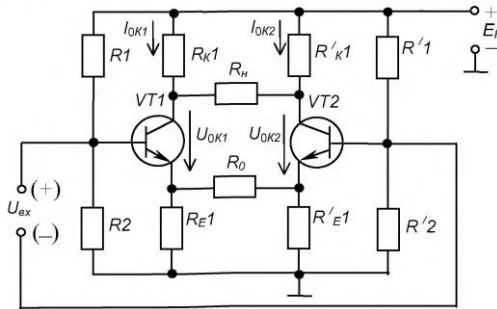


Рисунок. 4.4 – Балансний підсилювач

Підсилювач являє собою чотириплечий міст, де роль резистора R_1 виконує R_{K1} , R_2 – опір транзистора $VT1$, R_3 – R_{K1} , R_4 – опір транзистора $VT2$.

За відсутності вхідного сигналу, напруга на навантаженні дорівнює нулю (якщо схема абсолютно симетрична). Дрейф нуля практично у 20 ÷ 30 разів менший, ніж у підсилювача з безпосередніми зв'язками, оскільки визначається різницею I_{0K1} та I_{0K2} . Маємо випадок, коли з двох каскадів, що мають низькі показники якості, отримано один з ви- сокими показниками.

За наявності вхідного сигналу з полярністю, вказаною на рис. 4.4, транзистор $VT1$ трохи відкривається, його колекторний струм зростає, а транзистор $VT2$ пропорційно закривається і його колекторний струм зменшується. Внаслідок цього на навантаженні R_n з'являється напруга розбалансу.

Коефіцієнт підсилення становить

$$K = \beta \frac{R'_K}{R_{ex}}, \text{ де } R'_K = \frac{R_K}{2} \parallel R_n. \quad (4.7)$$

Недоліком такого ППС є наявність значного НЗЗ, зумовленого великими значеннями R_{E1} і R_{E2} . Ви- ключити цей недолік дозволяє схемотехнічне рішення, наведене на рис. 4.5

Тут справедливі такі співвідношення:

$$\Delta U_E = R_E (\Delta I_{E1} + \Delta I_{E2});$$

$$\Delta I_{E1} = -\Delta I_{E2};$$

$$\Delta U_E = 0.$$

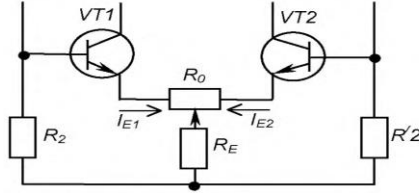


Рисунок. 4.5 – Вилучення впливу НЗЗ у баланському підсилювачі

Таким чином, відносні зміни струмів емітерів під дією вхідного сигналу взаємно компенсуються, виключаючи НЗЗ за підсилюваним сигналом. НЗЗ за постійним струмом залишається.

R_0 , крім того, що вирівнює потенціали емітерів, як і в попередній схемі, у даному разі ще й забезпечує балансування схеми при незначних відхиленнях параметрів елементів.

4.4. Диференціальний ППС

Балансний підсилювач, у емітерне коло якого замість R_E ввімкнено джерело струму (наприклад, транзистор, якому задано фіксоване значення струму бази), має назву **диференціального** (різницевого – бо підсилює різницю напруг між входами) **підсилювача**. Його схему наведено на рис. 4.6. Щодо нього слід зазначити наступне.

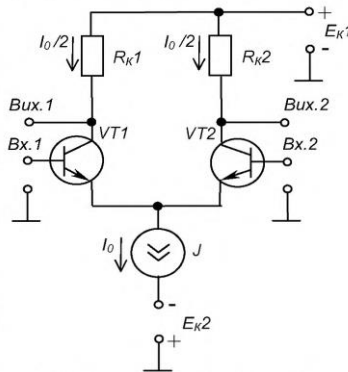


Рисунок. 4.6 Диференціальний підсилювач

Такі підсилювачі зазвичай живляться від двополярного джерела – E_{K1} , E_{K2} .

Вхідний сигнал може бути подано не тільки як диференціальний (між входами $V_{x.1}$ і $V_{x.2}$). Його можна також подавати на будь-який з входів відносно точки з нульовим потенціалом.

Режим спокою при цьому забезпечується заданням такого значення струму I_0 , що, при подачі на обидва входи нульового потенціалу, потенціали обох виходів також дорівнюють нулеві. Так забезпечується виключення впливу каскаду на джерело сигналу та навантаження, а також взаємного впливу каскадів багатокаскадного підсилювача.

Навантаження також може бути підімкнене не тільки між обома входами (симетричний вихід), але й до одного виходу і нульової точки (несиметричний вихід). При цьому, якщо це, наприклад, $V_{x.2}$, то $V_{x.1}$ для нього буде неінвертувальним: зміни сигналу на виході співпадають за знаком (фазою – для змінного струму) зі змінами вхідного сигналу; $V_{x.2}$ буде інвертувальним: зміни вихідного сигналу за знаком (фазою) протилежні змінам вхідного.

При несиметричному вході один з колекторних резисторів (від якого не робиться вихід) можна закоротити, тобто не встановлювати.

Якщо на обидва входи подати відносно нульової точки однакові за знаком і напругою сигнали (**синфазний сигнал**), то напруга на виході дорівнюватиме нулю – підсилювач підсилює тільки різницевий сигнал!

Диференціальні підсилювачі знайшли широке використання при побудові ППС в інтегральному виконанні.

4.5. Підсилювачі з подвійним перетворенням

Для зниження дрейфу нуля поряд із балансними схемами застосовують схеми з **подвійним перетворенням** підсилюваного сигналу.

Суть роботи таких схем полягає у наступному.

Вхідний сигнал напруги постійного струму за допомогою спеціального пристрою, що називається модулятором, перетворюється у сигнал напруги змінного струму, амплітуда якого

дорівнює напрузі постійного сигналу. Потім змінний сигнал підсилюється підсилювачем напруги змінного струму, після чого за допомогою демодулятора змінний сигнал знову перетворюється у постійний, напруга якого дорівнює амплітуді підсиленого змінного сигналу.

Наявність підсилювача змінного струму виключає дрейф нуля. Але через досить велику складність виконання такі підсилювачі використовуються рідко.

4.6. Операційні підсилювачі

Операційний підсилювач (ОП) – це ППС, який має високий коефіцієнт підсилення, два входи (так званий диференціальний вхід) і один вихід.

Зазвичай, ОП будують як ППС з безпосередніми зв'язками між каскадами, з диференціальним входом і біполярним відносно амплітуди підсилюваного сигналу виходом. Це забезпечує нульові потенціали на вході і виході ОП за відсутності вхідного сигналу. Тому такі підсилювачі легко з'єднувати послідовно, а також охоплювати зворотними зв'язками.

За своєю структурою ОП бувають три- або двокаскадні.

За трикаскадною схемою будувались ОП в інтегральному виконанні першого покоління. Перший диференціальний каскад у них працює в режимі мікрострумів, забезпечуючи тим самим високий вхідний опір. Другий диференціальний каскад забезпечує підсилення напруги. Третій каскад, вихідний, виконується як двотактний з СК і забезпечує підсилення потужності, а також низький вихідний опір (див. пп. 3.7.2).

ОП другого покоління будуються за двокаскадною схемою. Це стало можливим із зростанням рівня інтегральної технології. При цьому, перший каскад забезпечує і високий вхідний опір і великий коефіцієнт підсилення напруги. Другий каскад є підсилювачем потужності.

Свою назву ці підсилювачі одержали у зв'язку з тим, що спочатку вони використовувались для моделювання математичних операцій (множення, додавання, віднімання, диференціювання, інтегрування та ін.) в аналогових обчислювальних машинах (АОМ).

Із розвитком інтегральної техніки області використання ОП

значно розширилися. Нині вони використовуються в основному як високоякісні підсилювачі напруги при побудові будь-яких електронних пристроїв. А АОМ тим часом були витіснені цифровими обчислювальними машинами.

Поширеному застосуванню ОП сприяють їхні високі параметри. Це великий коефіцієнт підсилення за напругою, що становить $K_U = (10^4 - 10^6)$; високий вхідний опір кожного з входів – $R_{вх} > 400 \text{ кОм}$; низький вихідний опір $R_{вих} < 100 \text{ Ом}$; досить широкий частотний діапазон – від нуля до одиниць мегагерц.

За ними ОП для багатьох застосувань наближаються до ідеального підсилювача, що має:

- а) $K_U \rightarrow \infty$;
- б) два симетричних входи з $R_{вх} \rightarrow \infty$;
- в) $R_{вих} \rightarrow 0$;
- г) нескінченний діапазон частот підсилюваного сигналу.

При цьому зазначимо, що як лінійні підсилювачі із K_U у сотні тисяч разів реальні ОП не застосовують, бо їхній коефіцієнт підсилення (як і інші параметри) – величина вкрай нестабільна (наприклад, під дією температури).

Умовне позначення ОП наведено на рис. 4.7,а (на рис. 4.7,б,в нада- но умовні позначення, прийняті в деяких зарубіжних країнах).

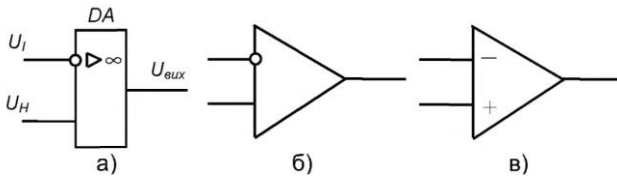


Рисунок. 4.7 – Умовні позначення ОП

Вхід, на який подано U_I називається інвертувальним, а U_H – неінвертувальним.

Якщо сигнал подати на неінвертувальний вхід, то зміни вихідного сигналу співпадають за знаком (фазою) із змінами вхідного. Якщо сигнал подати на інвертувальний вхід, то зміни вихідного сигналу матимуть протилежний знак (фазу) щодо до змін вхідного. Інвертувальний вхід використовують також для охоплення ОП зовнішніми НЗЗ, а неінвертувальний – ПЗЗ.

Коротко розглянемо деякі характерні принципові схеми ОП. ОП

типу 153УД1 (рис. 4.8) має трикаскадну структуру.

Перший диференціальний каскад побудований на транзисторах VT1, VT2 з джерелом струму на транзисторі VT3. Другий на складених транзисторах VT5, VT6 і VT8, VT9 (для забезпечення великого коефіцієнта підсилення напруги). Вихідний двотактний каскад утворюють VT14 і VT15. Інші елементи забезпечують стабільне живлення перня другого з вихідним (зверніть увагу: без кружка на схемах позначають транзистори, що не мають власного корпусу – безкорпусні).

шого каскаду і узгодження другого з вихідним (зверніть увагу: без кружка на схемах позначають транзистори, що не мають власного корпусу – безкорпусні).

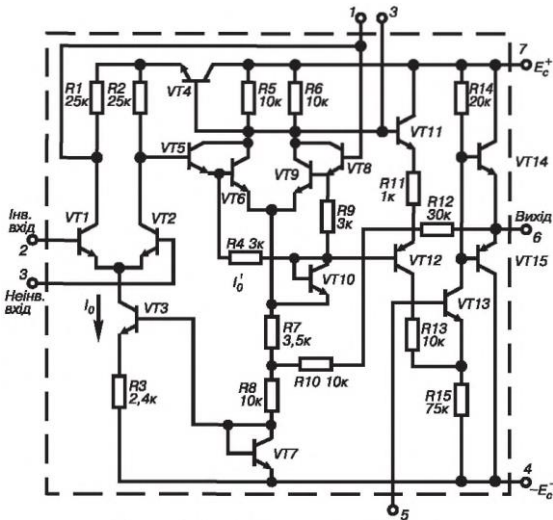


Рисунок. 4.8 – ОП типу 153УД1

Схемотехніка цього підсилювача багато у чому повторює схемотехніку ППС на дискретних елементах (див. рис. 4.6, рис. 3.37).

Особливістю інтегральної схемотехніки у даному разі є застосування в якості джерела струму I_0 для вхідного диференціального каскаду так званого «струмового дзеркала», побудованого на транзисторах VT3, VT7. Суть його роботи полягає у

тому, що за однакових параметрів транзисторів (а при виконанні на одному кристалі у одному техно-логічному циклі вони дуже подібні) струм колектора VT3 наслідує «віддзеркалює» – струм колектора VT7: напруга з VT7 у діодному вми-канні задає струм бази VT3, що працює в режимі генератора струму (див. рис. 9.33). При цьому нестабільність I_0 визначається нестабільністю контактної різниці потенціалів емітерного переходу VT7. Задаючи відповідним чином значення опорів резисторів, увімкнених послідовно з VT7, і напругу живлення каскаду, забезпечують стабілізацію режиму VT7, а отже і VT3.

Типовим представни-ком ОП другого поко-ління є ОП типу 140УД7 (рис. 4.9). Він двокаска-дний, має складний вхі-дний диференціальний каскад на VT1-VT4 і VT6-VT8 з вми-канням транзисторів за схемою СК-СБ-СЕ. Вхідні еміте-рні повторювачі (каска-ди з СК) на VT1, VT6 працюють у режимі мік-рострумів, забезпечуючи тим самим великий вхідний опір ОП. Вони є джерелом сигналу для каскадів з СБ на VT2, VT7, що їхніми колекторними навантаженнями є **динамічні навантаження** – джерела струму на VT3, VT8 (як відомо, з боку колектора, через незначний нахил статичних вихідних ВАХ, тра-нзистор має опір у сотні кілоом, а реально можливі опори резисторів у інтегральному виконанні сягають лише десятків кілоом). Оскільки зна-чення коефіцієнта підсилення за напругою пропорційне опорі колек-торного навантаження (див. пп. 3.7.3), це дозволяє отримати підсилен-ня у декілька сотень разів вже у першому каскаді.

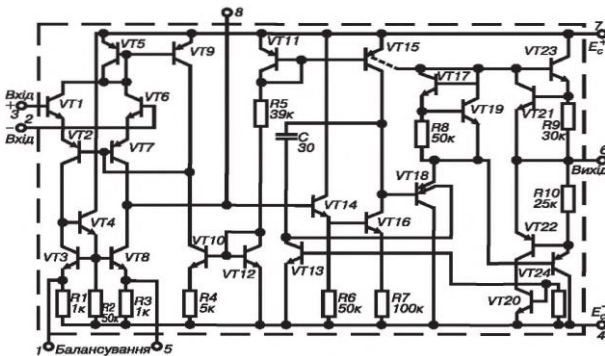


Рисунок. 4.9 – ОП типу 140УД7

Вихідний каскад на VT23, VT24 працює у режимі класу АВ. Захист каскаду від перевантажень забезпечують транзистори VT21, VT22, що вмикаючись напругою датчиків струму R_9 , R_{10} (якщо вона перевищує приблизно 0,6 В), шунтують емітерні переходи транзисторів VT23 і VT24. Решта елементів забезпечує додаткове підсилення та узгодження диференціального каскаду з вихідним.

Особливістю ОП 140УД8 (рис. 4.10) є те, що, для забезпечення під- вищеного входного опору, в якості входних транзисторів VT2 і VT5 ви- користано польові транзистори.

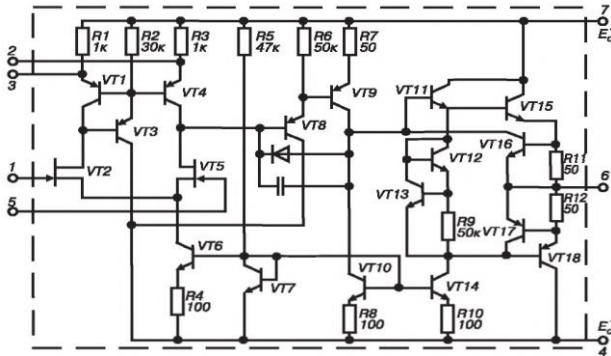


Рисунок. 4.10 – ОП типу 140УД8

Слід зазначити, що номенклатура сучасних ОП надзвичайно широка. Це необхідно для забезпечення конкретних специфічних потреб розробників електронних пристроїв.

На рис. 4.11 наведено **типову схему вмикання** ОП типу 140УД7.

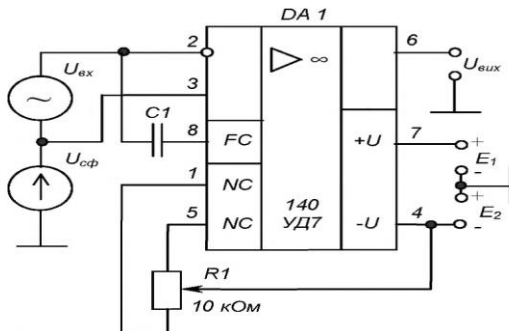


Рисунок. 4.11 – Схема вмикання ОП типу 140УД7

Диференціальний вхідний сигнал $U_{вх}$ подається між виводами 2 (інвертувальний вхід) і 3 (неінвертувальний вхід). $U_{сф}$ – синфазний сигнал. Навантаження підмикається до виводу 6. Живлення забезпечується двополярним джерелом напруги E_1 , E_2 , що підмикаються між виводами 7, 4 і нульовою точкою.

Нульовий вихідний сигнал $U_{вх} = 0$ забезпечується резистором R_1 , підімкненим до входів балансування (**корекції нуля**) 1 і 5. Це дозволяє виключити вплив несиметрії схеми ОП, яка виникає за рахунок неідеальної подібності його елементів.

Конденсатор C_1 забезпечує корекцію **амплітудно-частотної характеристики (АЧХ)**.

Схеми вмикання ОП і параметри коригуючих ланцюгів наводяться у довідкових матеріалах.

Найважливішими характеристиками ОП є вихідні амплітудні (передатні) характеристики – $U_{вих} = f(U_{вх})$, зображені на рис. 4.12.

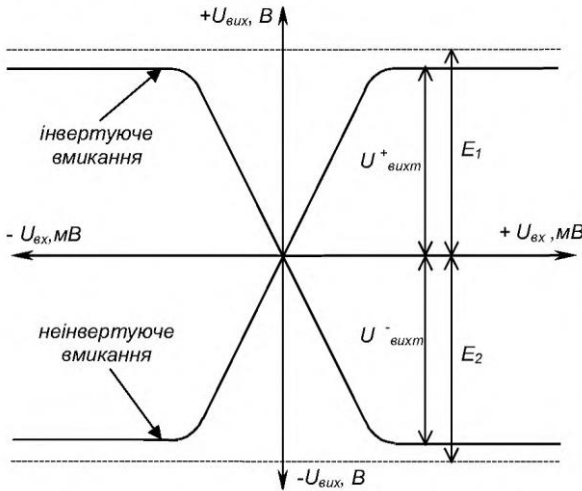


Рисунок. 4.12 – Передатні характеристики ОП

Знімають ці характеристики, подаючи сигнал на один з входів і з'єднуючи інший з нульовою точкою.

Кожна вихідна характеристика має горизонтальні та скісну ділянки. Горизонтальні ділянки відповідають режимам повністю відкритого чи закритого транзистора вихідного каскаду (режимам насичення ОП). При зміні напруги вхідного сигналу на цих ділянках вихідна напруга

підсилювача залишається незмінною і визначається напругами U^+ або U^- , близькими до напруги джерел живлення E_1 та E_2 .

Коефіцієнт підсилення визначається за скісними ділянками:

$$K_{\text{ОП}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta U_{\text{вх}}}. \quad (4.8)$$

Великі його значення дозволяють за умови охоплення ОП глибоким НЗЗ одержати схеми з властивостями, що залежать лише від параметрів ланцюга НЗЗ бо, як виходить із формули (3.34), при $K \rightarrow \infty$ $K_{\text{ЗЗ}} \rightarrow 1/\chi$

– залежить лише від параметрів ланцюга НЗЗ (і, на перший погляд, фактично не залежить власне від підсилювача!).

Стан, за якого $U_{\text{вих}}=0$ при $U_{\text{вх}}=0$, називається **балансом ОП**. Однак для реальних ОП умови балансу не виконуються (є **розбаланс**).

Напруга $U_{\text{зм}0}$, за якої $U_{\text{вих}}=0$, має назву **вхідної напруги зміщення нуля**. Вона визначає напругу, що необхідно подати на вхід підсилювача для створення балансу. Передатні характеристики ОП за наявності розбалансу наведені на рис. 4.13.

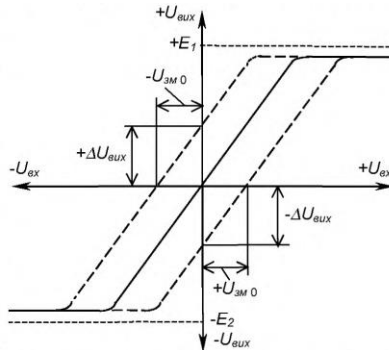


Рисунок. 4.13 – Передатні характеристики ОП за наявності розбалансу

Корекція розбалансу виконується корегуючими ланцюгами або, за відсутності таких у ОП деяких типів, подачею на вхід напруги, що дорівнює $U_{\text{зм}0}$ і протилежна за знаком (див. пп. 4.6.5).

Вхідний опір, вхідний струм зміщення, максимальні вхідні диференціальна та синфазна напруги є основними вхідними параметрами ОП.

За необхідності захисту від перенапруг між входами ОП

вмикають зустрічно-паралельно два діоди або стабілітрони.

Вихідними параметрами ОП є вихідний опір, максимальна вихідна напруга та струм.

Частотні характеристики ОП визначають з його АЧХ, зображеної на рис. 4.14. Вона має спадаючий характер за високих частот, починаючи від частоти зрізу $f_{зр}$.

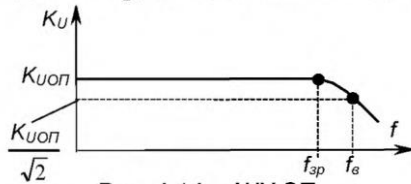


Рисунок. 4.14 – АЧХ ОП

f_v – верхня границя частотного діапазону. За цієї частоти:

$$K_U = \frac{K_{UOP}}{\sqrt{2}}. \quad (4.10)$$

Діапазон частот $(0 - f_v)$ має назву смуги частот ОП.

Широке практичне використання ОП в аналогових пристроях зумовлене, головним чином, застосуванням у їхніх схемах різного роду зовнішніх НЗЗ, чому сприяє велике значення коефіцієнта підсилення K_{UOP} , високий вхідний та малий вихідний опори. Висока якість параметрів сучасних ОП дозволяє, зокрема, без внесення помітної похибки при розрахунку схем на ОП, приймати $K_{UOP} \rightarrow \infty$, $R_{вхОП} \rightarrow \infty$, $R_{вихОП} \rightarrow 0$, азначить вважати ОП за ідеальний!

Розглянемо деякі приклади електронних пристроїв на ОП.

4.6.1. Інвертувальний підсилювач

Інвертувальний підсилювач (необхідно розрізняти поняття «операційний підсилювач» і «підсилювач, виконаний на операційному підсилювачі»), схему якого зображено на рис. 4.15, а, змінює знак вихідного сигналу відносно вхідного. Він створюється введенням паралельного НЗЗ за допомогою резистора $R_{зз}$ на інвертувальний вхід ОП – на цей вхід подається частина вихідного сигналу з дільника $R_{зз}, R_1$.

Неінвертувальний вхід з'єднується із спільною точкою схеми (точкою з нульовим потенціалом). Вхідний сигнал через резистор R_1

подається на інвертувальний вхід ОП. Кола живлення і ланцюги корекції тут і надалі не показано.

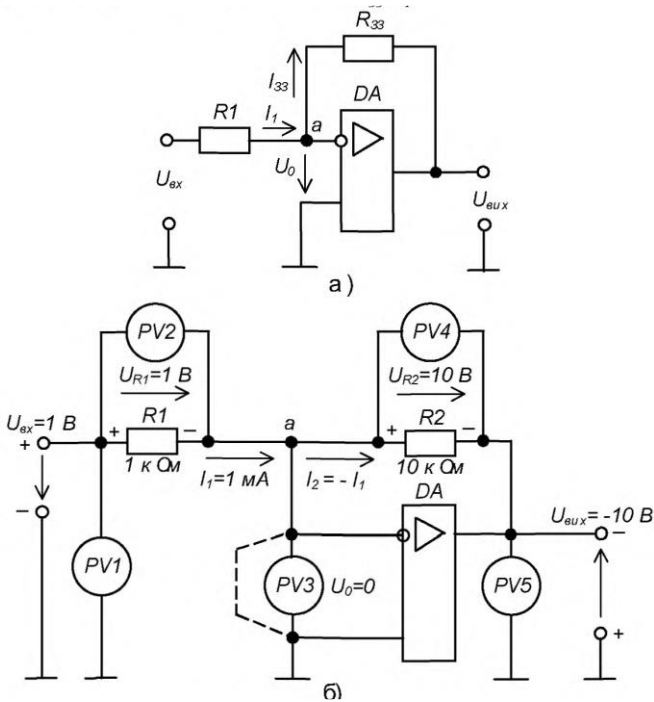


Рисунок. 4.15 – Інвертувальний підсилювач на ОП

Виходячи з наведеного вище, а саме: вважаючи ОП за ідеальний, при аналізі схем з ОП слід виходити з таких положень:

- а) коефіцієнт підсилення ОП нескінченний;
- б) входи ОП струму не споживають ($R_{вхОП}=\infty$);
- в) у вихідних колах ОП падіння напруги відсутнє ($R_{вихОП}=0$);
- г) якщо ОП охоплено НЗЗ і він працює у лінійному режимі (у режимі підсилення, а не насичення), різниця потенціалів між його входами $U_{вхОП}=U_0=0$.

Доведемо останнє положення.

$$U_{вихОП} = K_{ОП} U_{вхОП};$$

$$U_{вхОП} = \frac{U_{вихОП}}{K_{ОП}}.$$

Якщо $K_{UOP} \rightarrow \infty$, то $U_{вхOP} \rightarrow 0$

Реально $U_{вхOP}=U_0$ нулю не дорівнює. Але це настільки незначна величина, що для більшості схем на ОП нею можна знехтувати. Дійсно, якщо, наприклад, $U_{вихOP}=10$ В (це майже відповідає насиченню), а $K_{UOP}=100000$, то $U_0 = 100$ мкВ!

Оскільки на неінвертувальний вхід подана напруга $U_n=0$ (він з'єднаний з нульовою точкою), а $U_0=0$, то і потенціал інвертувального входу також дорівнює нулю (віртуальний нуль). У результаті джерелом вхідного сигналу пристрій сприймається як R_1 – вхідний опір підсилювача дорівнює опору резистора R_1 .

За першим законом Кірхгофа для вузла а маємо:

$$I_1 = I_{33}. \quad (4.11)$$

Тобто
$$\frac{U_{вх}}{R_1} = -\frac{U_{вих}}{R_{33}} - \quad (4.12)$$

ОП, забезпечуючи рівність $U_0=0$, створює на виході таку напругу, щоб відвести струм I_1 через резистор R_{33} .

Тоді
$$K_{U33} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = -\frac{R_{33}}{R_1}. \quad (4.13)$$

Отже, K_{U33} залежить лише від співвідношення опорів резисторів дільника НЗЗ. Знак «-» вказує на інверсію вхідного сигналу.

Вхідний опір схеми дорівнює опору резистора R_1 .

Якщо $R_{33} > R_1$, то $K_{U33} = -\frac{R_{33}}{R_1} < -1$ маємо інвертувальний

масштабний підсилювач (з масштабним коефіцієнтом $K_{U33} = -R_{33}/R_1$).

При $R_{33} = R_1$, $K_{U33} = -1$ – схема набуває властивостей **інвертувально-го повторювача** вхідної напруги (**інвертор полярності**).

На рис. 4.15, б наведено схему, що пояснює викладені положення. Так, якщо $R_1=1$ кОм, $R_2=10$ кОм, а $U_{вх}=1$ В, то матимемо наступне. Оскільки різниця потенціалів між входами ОП U_0 практично дорів-

нює нулевій, вольтметр PV3 показує нуль. Значить ми подумки можемо вважати цей вольтметр закороченим провідником, позначеним штриховою лінією, що з'єднує точку а з нульовим

провідником схеми. Тоді вольтметри PV1 $I_1 = U_{\text{вх}} / R_1 = 1 \text{ В} / 1 \text{ кОм} = 1 \text{ мА}$, значення напруги 1 В, що дорівнює $U_{\text{вх}}$. Значить через R_1 в точку а з нульовим потенціалом тече струм, а весь пристрій джерелом сигналу сприймається як R_1 . Через те, що насправді провідника, позначеного штриховою лінією, немає і вхідний опір ОП нескінченний, то від точки а протікає струм $I_2 = I_1$ через R_2 в вихід ОП. На R_2 він викликає падіння напруги зі значенням $U_{R2} = I_2 R_2 = I_1 R_2 = 1 \text{ мА} \cdot 10 \text{ кОм} = 10 \text{ В}$, що його покаже вольтметр PV4, підімкнений до точки а з нульовим потенціалом та до виходу ОП. Очевидно, що вольтметр PV5, підімкнений до виходу ОП та нульового провідника, показує напругу мінус 10 В, що дорівнює $U_{\text{вих}}$.

4.6.2. Неінвертувальний підсилювач

Неінвертувальний підсилювач, схему якого зображено на рис. 4.16, можна одержати, якщо ввести послідовний НЗЗ за напругою на інвертувальний вхід, а вхідний сигнал подати на неінвертувальний вхід ОП.

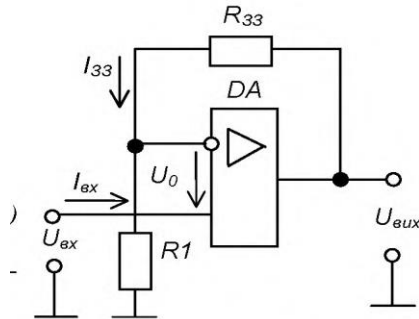


Рисунок. 4.16 – Неінвертувальний підсилювач на ОП

Тут $U_{\text{н}} = U_{\text{вх}}$, а вхідний струм $I_{\text{вх}} = 0$, бо $R_{\text{вхОП}} = \infty$.

Оскільки $U_0 = 0$ (див. пп. 4.6.2), то $U_{R1} = U_{\text{вх}}$ а $U_{\text{вх}} / R_1 = I_{33}$

З іншого боку

$$I_{33} = \frac{U_{\text{вих}}}{R_{33} + R_1}. \quad \text{Отже,} \quad \frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = \frac{U_{\text{вих}}}{R_{33} + R_1},$$

$$\text{Звідки} \quad U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \left(1 + \frac{R_{33}}{R_1} \right). \quad (4.14)$$

Тоді коефіцієнт підсилення неінвертувального підсилювача

$$K_{U33} = \frac{U_{вих}}{U_{вх}} = 1 + \frac{R_{33}}{R_1}. \quad (4.15)$$

Якщо $R_{33}=0$, а $R_1 \rightarrow \infty$, одержимо **неінвертувальний повторювач**, схему якого зображено на рис. 4.17.

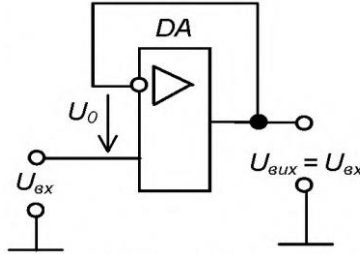


Рисунок. 4.17–Повторювач напруги на ОП

Неінвертувальний та інвертувальний підсилювачі широко використовуються як високостабільні підсилювачі різного призначення. Причому, неінвертувальний має великий вхідний опір (теоретично – нескінченний) і використовується для підсилення сигналів джерел з високим вихідним опором.

4.6.3. Перетворювач струму у напругу

Схема перетворювача струму у напругу, зображена на рис. 4.18, є варіантом схеми рис. 4.16 за умови, що $R_1=0$.

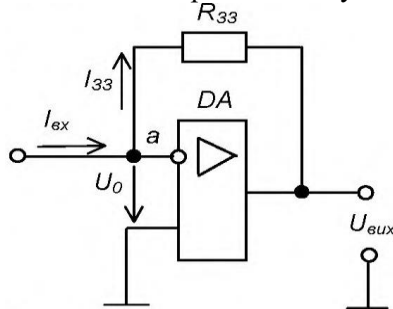


Рисунок. 4.18 – Перетворювач струму у напругу

При цьому

$$I_{вх} = I_{33} = -\frac{U_{вих}}{R_{33}}, \quad (4.16)$$

Звідки

$$U_{вих} = -I_{вх} R_{33}. \quad (4.17)$$

Малі значення вхідного та вихідного опорів зазначеної схеми є її важливою перевагою при використанні як перетворювача струму джерела вхідного сигналу у напругу.

4.6.4.Інвертувальний суматор

Схема **інвертувального суматора** зображена на рис. 4.19. Він виконаний за типом інвертувального підсилювача (рис. 4.15) з кількістю паралельних гілок на вході, що дорівнює числу сигналів. Якщо опори усіх резисторів схеми однакові

$R_{33}=R_1=R_2=\dots=R_n \ll R_{\text{вхОП}}$, то при $I_{\text{вхОП}}=0$ маємо

$$I_{33} = I_1 + I_2 + \dots + I_n, \quad (4.18)$$

або

$$U_{\text{вих}} = -(U_1 + U_2 + \dots + U_n). \quad (4.19)$$

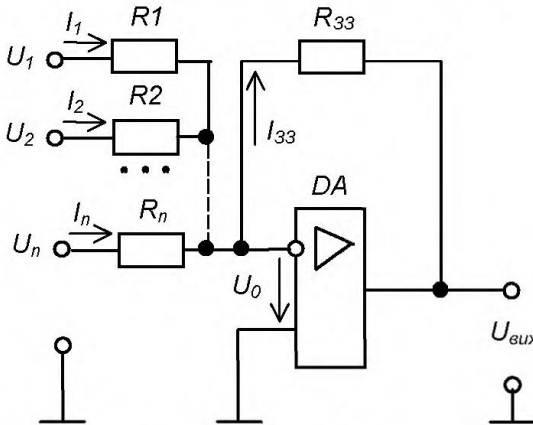


Рисунок. 4.19 – Інвертувальний суматор

Останнє співвідношення відбиває рівноправну вагову участь доданків у їх сумі. Підсумовування може виконуватись також з різними ваговими коефіцієнтами для кожного з доданків.

Досягається це використанням різних значень опорів резисторів у вхідних гілках

$$U_{\text{вих}} = -\left(\frac{R_{33}}{R_1} U_1 + \frac{R_{33}}{R_2} U_2 + \dots + \frac{R_{33}}{R_n} U_n\right). \quad (4.20)$$

Тим, що з'єднання резисторів має нульовий потенціал

(«віртуальний нуль»), виключається взаємний вплив джерел вхідних напруг.

4.6.5. Неінвертувальний суматор

Неінвертувальний суматор можна отримати шляхом послідовного з'єднання суматора (рис. 4.19) і інвертора (рис. 4.15). Але на основі неінвертувального підсилювача (рис. 4.16) його можна створити значно простіше – як це показано на рис. 4.20.

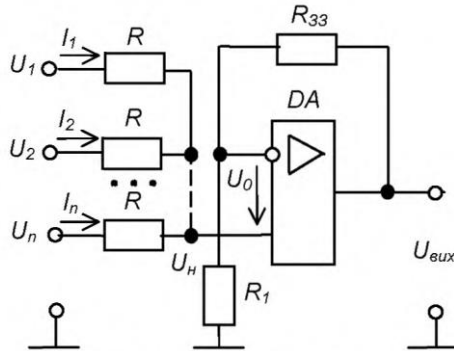


Рисунок. 4.20 – Неінвертувальний суматор

При $U_0=0$ напруга на обох входах ОП однакова і складає

$$U_H = \frac{U_{вих} R_1}{R_{33} + R_1}. \quad (4.21)$$

Оскільки струм неінвертувального входу дорівнює нулю (тому що $R_{вхОП} \rightarrow \infty$), маємо

$$\frac{U_1 - U_H}{R} + \frac{U_2 - U_H}{R} + \dots + \frac{U_n - U_H}{R} = 0, \quad (4.22)$$

$$\text{Або } U_1 + U_2 + \dots + U_n = n \frac{R_1}{R_1 + R_{33}} U_{вих}, \quad (4.24)$$

$$\text{Задамо } \frac{R_1 + R_{33}}{nR_1} = 1, \text{ і тоді } U_{вих} = U_1 + U_2 + \dots + U_n. \quad (4.25)$$

Але взаємний вплив джерел вхідних напруг тут не виключається, як це було у інвертувального підсилювача. Тому

джерела повинні мати якомога менші опори (будуватись на ОП), або їх треба враховувати при розрахунку.

Якщо поєднати схеми на рис. 4.20 і рис. 4.19 (використати пристрій одночасно як інвертувальний і неінвертувальний суматор), то отримаємо **суматор-віднімач**. Напруга на його виході дорівнює різниці результатів підсумовування напруг, поданих на неінвертувальний і на інвертувальний входи ОП.

4.6.6. Інтегрувальний підсилювач (інтегратор)

Схему **інтегратора** зображено на рис. 4.21. Вона створюється заміною в схемі інвертувального підсилювача (рис. 4.15) резистора зворотного зв'язку $R_{зз}$ конденсатором C .

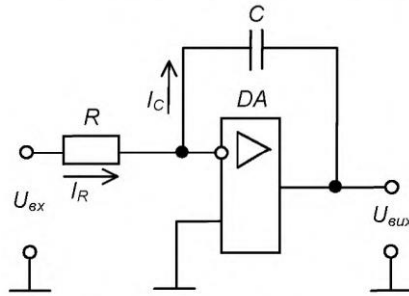


Рисунок. 4.21 – Інтегратор

Оскільки $R_{вхОП} = \infty$, то з урахуванням пояснень, наведених у пп. 4.6.2, маємо

$$I_R = I_C: \frac{U_{вх}}{R} = -C \frac{du_{вих}}{dt} \quad \text{Або}$$

$$U_{вих} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{вх} dt + U_{вих0}. \quad (4.26)$$

Як правило при $t=0$ $U_C = U_{вих0} = 0$, тому

$$U_{вих} = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{вх} dt. \quad (4.27)$$

$RC = \tau$ – стала часу. Реальному масштабу часу відповідає $\tau = 1$ с.

При подачі на вхід постійної за значенням напруги, струм, що заряджає конденсатор, має постійне значення $U_{вх}/R$ (не залежить від

ступе-ню заряду конденсатора) і конденсатор заряджається рівномірно, а ви-хідна напруга зростає лінійно.

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{RC} U_{\text{вх}} t. \quad (4.28)$$

Тому інтегратор часто застосовують як основу генераторів лінійних напруг.

На рис. 4.22 зображено часові діа-грами роботи інтегратора при подачі на його вхід постійної напруги.

При τ_2 параметри схеми вибрані неправильно, бо не забезпечується виконання інтегрування за весь час дії вхідного сигналу (ОП входить у режим насичення).

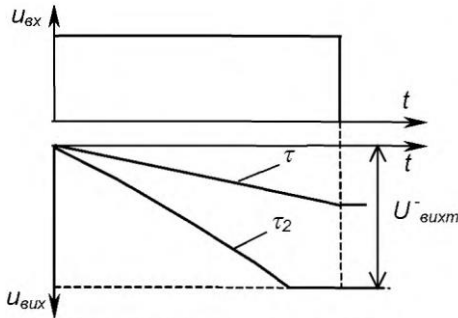


Рисунок. 4.22 – Часові діаграми роботи інтегратора

4.6.7. Диференціальний підсилювач (диференціатор)

Схему диференціатора наведено на рис. 4.23. Від схеми інтеграто-ра (рис. 4.21) вона відрізняється заміною місцями резистора і конден-сатора. Тут

$$\begin{aligned} I_C = I_{33}; \quad I_C &= -C \frac{du_{\text{вх}}}{dt}; & I_{33} &= -\frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}}; \\ -C \frac{du_{\text{вх}}}{dt} &= -\frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}}; & U_{\text{вих}} &= -CR_{33} \frac{du_{\text{вх}}}{dt}; \\ R_{33}C &= \tau; \quad U_{\text{вих}} &= -\tau \frac{du_{\text{вх}}}{dt}. \end{aligned} \quad (4.29)$$

Сталу часу τ необхідно вибирати так, щоб у процесі диференціювання дотримувалась нерівність $U_{\text{вих}} < U_{\text{оп}}$

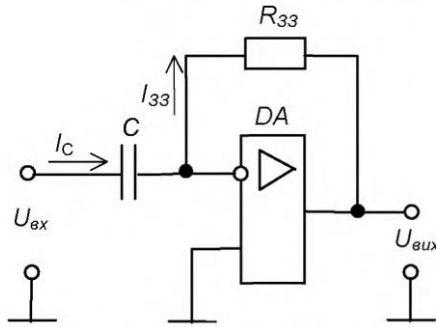


Рисунок. 4.23 – Диференціатор

4.6.8. Компаратори (схеми порівняння)

Компаратори – це електронні пристрої, призначені для порівняння напруг. Схему найпростішого компаратора зображено на рис. 4.24,а. Він виконує порівняння вхідного сигналу $U_{\text{вх}}$ з опорною напругою $U_{\text{оп}}$. Сигнал на виході ОП змінює полярність, коли ці напруги зрівнюються, як показано на часових діаграмах роботи компаратора, наведених на рис. 4.24,б.

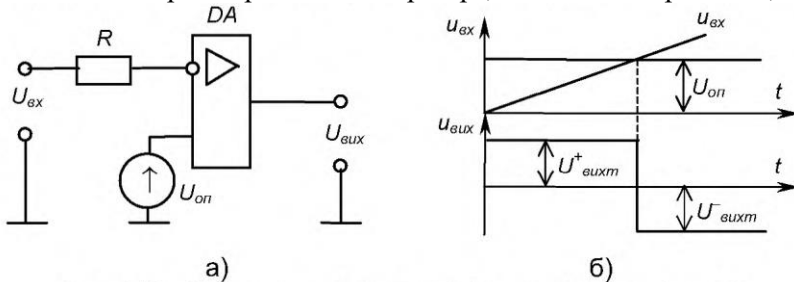


Рисунок. 4.24 – Компаратор (а) і часові діаграми його роботи (б)

Якщо задати $U_{\text{оп}} = 0$, отримаємо **нуль-орган**, що фіксує відхилення $U_{\text{вх}}$ від нульового значення.

Компаратор – це чи не єдине використання ОП без зворотних зв'язків, коли напряду використовується його великий коефіцієнт підсилення: найменша різниця потенціалів між входами призводить до насичення ОП. При цьому маємо знак вихідної напруги «+», коли напруга на неінвертувальному вході більш позитивна ніж на

інвертувально-му, і «-», якщо навпаки.

Живити ОП у даному разі можна і від однополярного джерела, бо він фактично порівнює синфазні напруги.

4.6.9. Підсилювач змінного струму на ОП з однополярним живленням

Забезпечення підсилення сигналів змінного струму при однополярному живленні ОП вирішується тими ж методами, що і в транзисторно-му підсилювачі класу А (див. розділ 3). А саме: введенням зміщення і роздільних конденсаторів. Схему підсилювача наведено на рис. 4.25.

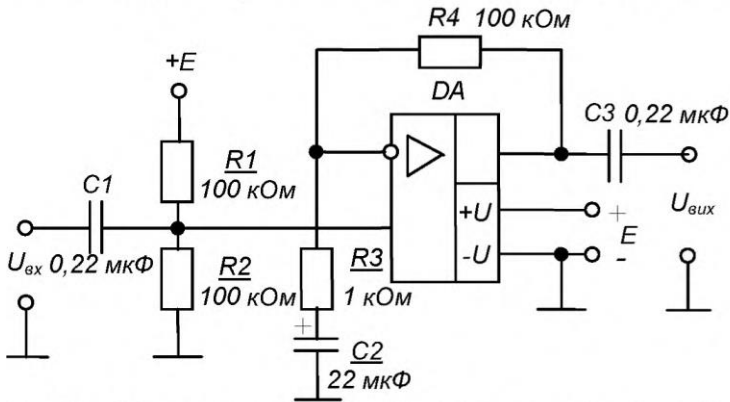


Рисунок. 4.25 – Підсилювач змінного струму з однополярним живленням

Тут R_1, R_2 – дільник, що задає зміщення точки спокою, C_1, C_3 – роздільні конденсатори. Дільник сигналу зворотного зв'язку R_3, R_4 забезпечує коефіцієнт підсилення у даному разі $K_U=101$. Конденсатор C_2 за- безпечує роботу схеми за постійним струмом як повторювача напруги, щоб виключити підсилення сигналу зміщення нуля.

4.6.10. Збільшення потужності вихідного сигналу ОП

Незважаючи на те, що є типи ОП з потужним виходом (з вихідним струмом до 5 А), все ж основна їх маса має малопотужний вихід (струм до 10 мА). Збільшення вихідної потужності можна забезпечити, наприклад, за допомогою схеми, наведеної на рис. 4.26.

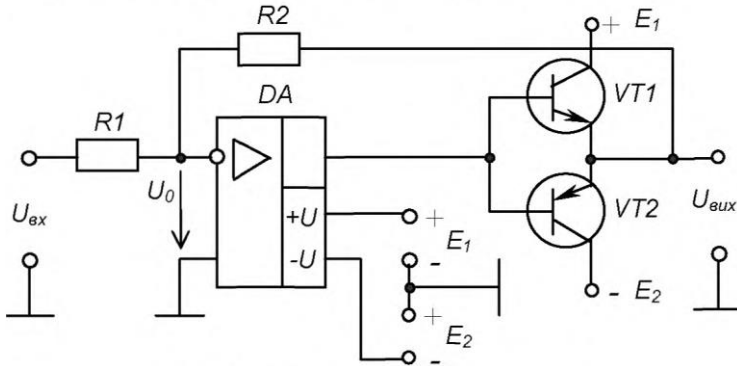


Рисунок. 4.26 – Потужний підсилювач на ОП

Тут для підсилення потужності застосовано найпростіший двотактний підсилювач на транзисторах різного типу провідності (див. рис. 3.37)

Відомо, що останній працює у режимі класу В, для якого характерні значні нелінійні викривлення. Позбавитися їх дозволяє підключення резистора зворотного зв'язку R_2 не до виходу ОП, а до виходу підсилювача потужності. Тепер ОП, забезпечуючи рівність $U_0=0$, створює на своєму виході напругу, що компенсує падіння на базоемітерних переходах транзисторів. Таким чином отримуємо режим роботи класу АВ без введення додаткових елементів.

4.6.11. Прецизійний випрямляч

Відомо, що для випрямлення сигналів змінного струму можуть бути застосовані випрямні діоди (див. пп. 2.3). Але наявність падіння напруги на діоді до 1 В при протіканні струму через нього призводить до того, що сигнали з напругою у десятки долі вольта взагалі не можуть бути випрямлені, а випрямлення сигналів у одиниці вольт супроводжується значною похибкою. Більше того, ця похибка залежить від змін температури. Отже, точний (**прецизійний**) **випрямляч** побудувати на діодах неможливо.

Але це можна зробити з використанням ОП. На рис. 4.27 наведено схему прецизійного однонапівперіодного випрямляча.

Фактично це є повторювач для сигналів позитивної полярності.

Як і у випадку потужного підсилювача (див. пп. 4.6.11), падіння напруги на діоді компенсується ОП

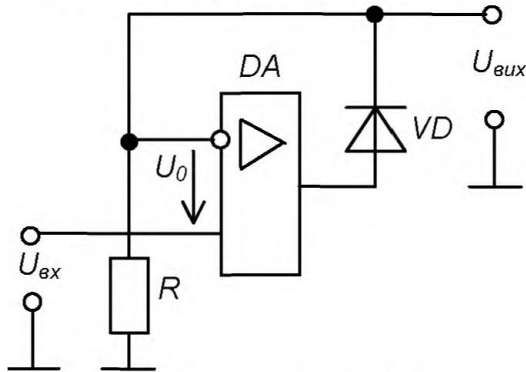


Рисунок. 4.27 – Прецизійний випрямляч

Вихідний сигнал знімається з інвертувального входу ОП. Для позитивної вхідної напруги, оскільки $U_0 = 0$, маємо:

$$U_{\text{вих}} = U_i = U_n = U_{\text{вх}}. \quad (4.30)$$

При негативних значеннях $U_{\text{вх}}$ ОП знаходиться в режимі насичення, а на вихід пристрою через резистор R подається напруга $U_{\text{вих}} = 0$.

На кінець розділу слід зазначити, що ми розглянули лише деякі з типових застосувань ОП. Існує величезна кількість схем і схемотехнічних прийомів із використанням ОП. Маємо надію, що навички, здобуті при вивченні даного розділу, дадуть Вам змогу розібратися зі специфікою побудови і роботи будь-яких електронних пристроїв на ОП.