

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ АГРАРНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

Конспект лекцій

СУМИ - 2025

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ АГРАРНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Інженерно-технологічний факультет
Кафедра енергетики та електротехнічних систем

Електроніка та мікросхемотехніка

Конспект лекцій
для здобувачів 1 с.т. та 2 курсу
освітньої програми «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»
денної та заочної форм здобуття освіти
ступеню вищої освіти «Бакалавр»

УДК 378
Е 50

Укладачі: **Кравченко В.О.**, к.ф.-м.н., доцент кафедри енергетики та електротехнічних систем,
Шелехов І.В., к.т.н., доцент кафедри кібернетики та інформатики
Рясна О.В., ст. викладач кафедри енергетики та електротехнічних систем

Е 50 Електроніка та мікросхемотехніка: конспект лекцій / укл.:
Кравченко В.О., Шелехов І.В., Рясна О.В. - Суми, 2024. – 88 с.

В конспекті лекцій розглянуто будову, принцип дії, параметри і характеристики напівпровідникових приладів; будову та роботу електронних пристроїв: підсилювачів електричних сигналів, генераторів коливань, імпульсних і цифрових пристроїв, випрямлячів та стабілізаторів напруги.

Рецензенти:

Барсукова Г.В., к.т.н., доцент кафедри енергетики та електротехнічних систем СНАУ;

Хурсенко С.М., к.ф.-м.н., зав. кафедри охорони праці та фізики СНАУ.

Відповідальний за випуск:

Чепіжний А.В., к.т.н., зав. кафедри енергетики та електротехнічних систем.

Рекомендовано до видання Радою із забезпечення якості освітньої діяльності та якості вищої освіти інженерно-технологічного факультету
Протокол №4 від «28» січня 2025 року

ЗМІСТ

Тема 1. Вступ. Основні положення та поняття.....	6
Тема 2. Напівпровідникові діоди.....	12
Тема 3. Біполярні транзистори.....	17
Тема 4. Польові транзистори.....	21
Тема 5. Одноперехідний транзистор.....	26
Тема 6. Перемикальні напівпровідникові прилади - тиристори.....	31
Тема 7. Фотоелектронні пристрої.....	37
Тема 8. Підсилювачі.....	41
Тема 9. Підсилювачі змінної напруги.....	52
Тема 10. Електронні підсилювачі низької частоти.....	55
Тема 11. Підсилювачі з гальванічними зв'язками.....	59
Тема 12. Операційні підсилювачі.....	63
Тема 13. Генератори синусоїдних коливань.....	67
Тема 15. Тригерні електронні структури.....	71
Тема 16. Випрямлячі і стабілізатори напруги та струму.....	76
Тема 17. Автономні інвертори.....	83
Список літератури.....	87

Тема 1

Вступ. Основні положення та поняття

1. Фізика напівпровідникових пристроїв

За зонною теорією провідності до напівпровідників належать речовини, в яких ширина забороненої зони не перевищує 3 еВ, або такі, питома електропровідність яких лежить у межах від 10^2 до 10^{-18} См/м (відповідно у провідників – $10^4 \dots 10^3$ См/м, а у діелектриків – менш як 10^{-12} См/м).

Найпоширенішими напівпровідниками є германій, силіцій (кремній), селен, а також хімічні сполуки типу арсеніду галію, карбіду силіцію, сульфїду кадмію тощо.

Напівпровідники мають кристалічну структуру, в якій атоми, сполучені між собою валентними електронами, розташовуються у вузлах кристалічних ґраток. На рис. 1.1 схематично показано зв'язки в кристалі германію. Зв'язок між двома сусідніми атомами здійснюється двома валентними електронами по одному від кожного атома. Такий зв'язок називається *двохелектронним*, або *ковалентним*. Тут кожен електрон зв'язку одночасно належить двом сусіднім атомам, а на зовнішній орбіті кожного атома є не чотири, а вісім електронів, тобто орбіту повністю заповнено ними. Такі кристалічні ґратки є ідеальними, в них усі валентні електрони міцно зв'язані й вільних електронів немає. Подібні ґратки мають чисті напівпровідники при температурі -273°C , які за своїми властивостями за цих умов наближаються до ідеальних ізоляторів.

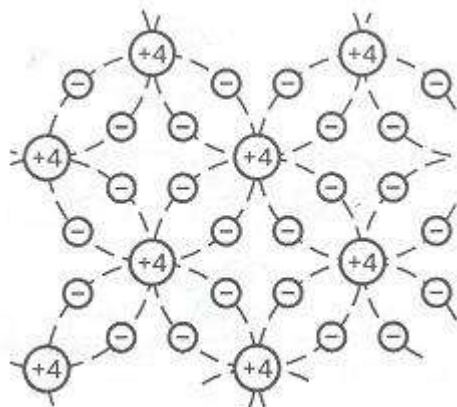


Рисунок 1.1 – Схематичне зображення валентних зв'язків у кристалі германію

Під дією зовнішніх факторів (наприклад, нагрівання) деякі валентні електрони можуть набути достатньої енергії, щоб звільнитися від ковалентних зв'язків і перейти з валентної зони в зону провідності. При цьому в ковалентному зв'язку з'являється вільне місце, еквівалентне елементарному позитивному заряду, що за модулем дорівнює заряду електрона. Таке вільне місце в електронному зв'язку для зручності умовно називали *діркою*. Процес утворення пари електрон – дірка дістав назву *генерації зарядів*.

Кожна дірка може бути заповнена електроном із сусіднього ковалентного зв'язку. При цьому відбувається відновлення (рекомбінація) розірваного зв'язку, але розривається зв'язок у новому місці. Цей процес еквівалентний переміщенню дірки (позитивного заряду) в твердому тілі.

За відсутності зовнішнього електричного поля рух електронів і дірок у кристалі хаотичний. Під дією зовнішнього електричного поля як електрони провідності, так і дірки (валентні електрони) починають рухатися вздовж

силових ліній поля впорядковано, утворюючи *власну електропровідність* напівпровідників (ще раз зауважимо, що насправді відбувається рух електронів провідності та валентних електронів, і ніяких дірок у природі не існує; цей термін введено для зручності та скорочення пояснень).

Електрони провідності утворюють провідність типу n (negative), а дірки – провідність типу p (positive). В хімічно чистому кристалі напівпровідника концентрації дірок й електронів однакові, тому електричний струм у ньому утворюється як результат одночасного перенесення зарядів обох знаків у протилежних напрямках. Власна питома електропровідність напівпровідника залежить від концентрації та рухливості електронів і дірок, із збільшенням температури вона зростає.

Характер провідності суттєво змінюється, якщо в напівпровіднику є домішки. Залежно від того, атоми якої речовини введено в кристал, можна мати в ньому переважну кількість електронів (донорна домішка) або дірок (акцепторна домішка). Наприклад, якщо в кристал германію ввести атом п'ятивалентного арсену, то тільки чотири електрони зовнішньої орбіти утворять ковалентні зв'язки, а п'ятий (валентний) електрон буде надлишковим і стане вільним, створюючи домішкову електронну провідність типу n (рис. 1.2, *а*). Навпаки, якщо в той самий кристал увести тривалентний атом індію, то кожен такий атом матиме незаповненим один ковалентний зв'язок, що еквівалентно появі додаткової дірки і відповідно діркової провідності типу p (рис. 1.2, *б*).

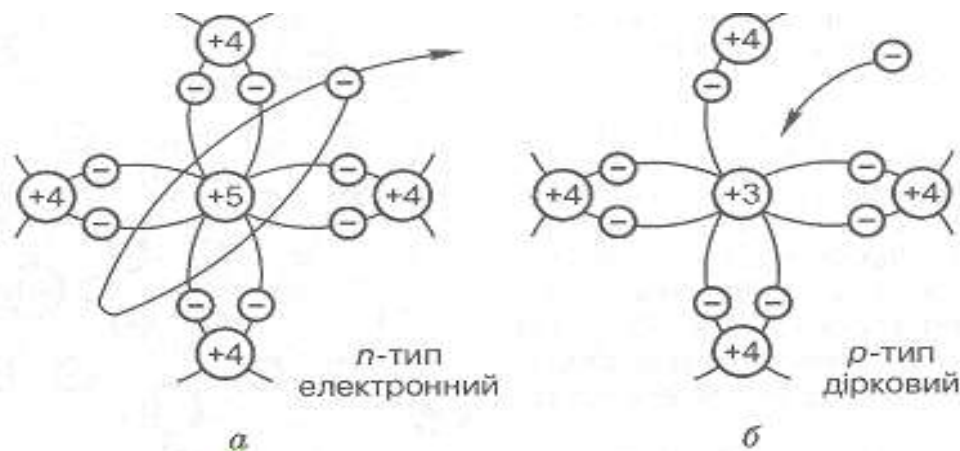


Рисунок 1.2 – Утворення домішкової електронної (*а*) і діркової (*б*) електропровідностей у напівпровідниках

Оскільки власна провідність напівпровідників забезпечується як електронами, так і дірками, введення домішки змінює співвідношення концентрацій цих носіїв. Тому в напівпровідниках типу n електрони є основними носіями заряду, дірки – неосновними. Відповідно в напівпровідниках типу p дірки є основними носіями, а електрони – неосновними. У зв'язку з тим, що концентрації основних і неосновних носіїв заряду можуть бути різними, струми, які виникають у напівпровіднику з цієї причини, називатимемо *дифузійними* на відміну від *дрейфового* струму, що виникає під дією зовнішнього електричного поля.

Найважливішими властивостями й ознаками напівпровідників є залежність їхніх властивостей від зовнішніх умов: температури, освітленості, тиску, електричних та магнітних полів тощо. Ці властивості використовують при побудові з напівпровідникових матеріалів різноманітних параметричних елементів радіоелектронних кіл.

2. Властивості р-п-переходів за наявності зовнішнього електричного поля. Вольт-амперна характеристика *p-n* переходу

Електронно-дірковий перехід є представником ширшого класу електронних переходів. Електричний перехід у напівпровіднику – це тонкий граничний шар між областями єдиного монокристала з різними фізичними характеристиками. Переходи створюються між областями напівпровідника з різними типами провідності (*p-n* переходи або електронно-діркові переходи), між областями напівпровідника з електропровідністю одного типу, але з різною концентрацією домішок (n^+ -*n*- та p^+ -*p* – переходи), між областями легованого та чистого напівпровідника (*p-i* – переходи), між областями напівпровідника з різною шириною забороненої зони (гетеропереходи), між напівпровідником і металом тощо.

Електричні переходи створюються різними способами. Найбільш поширеними серед них є точково-контактний, сплавний, мікросплавний, дифузійний, дифузійно-сплавний, епітаксціальний способи.

Точково-контактний спосіб полягає у формуванні контакту металевої голки з поверхнею НП з наступним сплавленням за допомогою пропускання через них коротких імпульсів струму.

Спосіб сплавлення здійснюється за допомогою вплавлення домішок в пластинку чистого НП, після чого матеріал домішок обплавлюється. Переходи, що виготовляються за цим способом, мають відносно велику площу контакту, велику ємність, а тому здатні пропускати великі струми і можуть застосовуватися в потужних напівпровідникових приладах.

Мікросплавний спосіб зумовлює створення переходу навколо контакту металевої голки з плоским кінцем з поверхнею НП. У цьому випадку площа переходу в 2-3 рази більша, ніж площа точково-контактних переходів, але у сотні разів менша за площу сплавних переходів. Ємність мікросплавних переходів невелика, допустимий прямий струм через перехід в кілька раз перевищує струм точкових переходів.

Дифузійний спосіб полягає у введенні в НП домішок засобом їх дифузії з газового або рідинного середовища при температурі плавлення НП. Дифузія здійснюється вздовж усієї поверхні напівпровідникової пластини або на певних її ділянках через спеціальні маски.

Дифузійно-сплавний спосіб є комбінацією сплавного та дифузійного способів. Спочатку здійснюється вплавлення домішок, а потім їх дифузія, яка забезпечує створення потрібного градієнта концентрації носіїв заряду.

Епітаксціальний спосіб створення переходів полягає в нарощуванні монокристалічного шару НП з розплаву на напівпровідникову пластину, яка має таку ж кристалічну будову, як і нарощуваний шар.

Розрізняють несиметричні *p-n* – переходи між напівпровідниками з концентраціями основних носіїв заряду (концентраціями домішок), що

відрізняються між собою в 10^3 - 10^4 разів, і симетричні – між напівпровідниками з приблизно однаковими концентраціями основних носіїв. Частіше на практиці застосовуються несиметричні p - n – переходи.

P - n – перехід при відсутності зовнішньої напруги

У приконтakтному шарі напівпровідника p -типу внаслідок залишення його дірками створюється некомпенсований заряд негативних іонів акцепторних домішок. У приконтakтному шарі напівпровідника n -типу створюється некомпенсований заряд позитивних іонів донорних домішок. Ці заряди є нерухомими, отже опір переходу зростає, внаслідок чого p - n - перехід ще називається областю об'ємного заряду або запірним шаром.

Накопичення об'ємних нерухомих зарядів у p - n - переході приводить до виникнення в ньому дифузійного електричного поля $E_{\text{диф}}$, яке має напрям, протилежний до напрямку дифузійного пересування дірок з p -області до n -області. За межами області об'ємного заряду напівпровідникові області p - та n -типу залишаються електрично нейтральними.

Електричне поле $E_{\text{диф}}$ гальмує рух основних носіїв через p - n - перехід, але викликає рух через нього неосновних носіїв (дірок з n -області, електронів з p -області). Явище виведення носіїв заряду з області, де вони є неосновними, через p - n -перехід під дією прискорюючого електричного поля називається екстракцією.

З появою дифузійного поля переходу $E_{\text{диф}}$ між n - та p -областями виникає різниця потенціалів, що називається контактною. У стані теплової рівноваги при $U=0$ (відсутності зовнішнього електричного поля або зовнішньої напруги) чим більша кількість основних носіїв залишатиме власні області, тим більша кількість неосновних носіїв буде екстрагувати через перехід під дією дифузійного поля до областей, де вони стають основними. Отже, у відповідних областях системи двох напівпровідників створюватимуться постійні рівноважні концентрації: дірок p_{p_0} та електронів n_{p_0} у p -області; електронів n_{n_0} та дірок p_{n_0} у n -області. Дифузійний та дрейфовий струм в означеному режимі завжди компенсуватимуть один одного. Це означає, що при зовнішній напрузі $U=0$ струм через p - n -перехід не протікає.

Під дією зовнішньої напруги на різкий p - n -перехід через нього протікає струм, величина якого залежить від полярності підключення зовнішнього джерела напруги. Якщо плюс джерела підключено до p -області, а мінус до n -області, то таке включення називається прямим. У протилежному разі йдеться про зворотнє включення.

Пряме включення p - n -переходу

Вважатимемо, що до контактів прикладено пряму напругу U_{np} . Оскільки опір p - n -переходу значно перевищує опори нейтральних областей, то зовнішня напруга повністю падає на цьому переході. Результируюча напруженість у p - n -переході зменшується, оскільки зовнішнє електричне поле E_{np} має напрям, протилежний напрямку $E_{\text{диф}}$. Внаслідок цього зменшується потенціальний бар'єр переходу до значення $U_k - U_{np}$, зменшується також гальмуюча дія поля переходу на дифузійний рух основних носіїв, що приводить до зростання дифузійного струму через перехід. Струм дрейфовий при цьому не зазнає зміни, бо його величина залежить від концентрації неосновних носіїв у нейтральних областях

p - та n - кристалів. Ці концентрації, в свою чергу, залежать виключно від концентрації домішок у НП та від температури. Тому зменшення p - n - переходу, яке є прискорюючим для неосновних носіїв, а їх концентрація залишається незмінною. Виникає результуючий прямий струм через перехід. Величина цього струму визначається дифузійною складовою $i_{\text{диф}}$. Це струм основних носіїв.

Явище підвищення концентрації неосновних носіїв в p - та n - областях під дією зовнішньої прямої напруги називається інжекцією. Область, з якої інжектують носії, емітером, а область, в якій інжекція здійснюється, називається базою.

Під дією градієнта концентрації неосновні нерівноважні носії дифундують вглиб НП, порушуючи електронейтральність кристала. Відновлення нейтрального стану НП відбувається за рахунок надходження носіїв від зовнішнього джерела напруги. Це є причиною протікання струму в зовнішньому колі.

Якщо зовнішнє електричне поле збігається з полем потенціального бар'єра, то із підвищенням його напруженості потенціальний бар'єр збільшується, ширина Δ збідненої вільними носіями зони зростає, опір n - p -переходу підвищується. Кількість основних носіїв, здатних подолати дію такого поля, зменшується, струм дифузії основних носіїв спадає. Основні носії під дією зовнішнього поля відтягуються від приконттактних шарів у глибину напівпровідника. Для неосновних носіїв потенціальний бар'єр в n - p -переході відсутній, і вони будуть втягуватися полем в n - p -перехід. Таке вмикання n - p -переходу називають *зворотним*. При ньому основний дрейфовий струм, що утворюється неосновними носіями, має мале значення, яке практично не залежить від зовнішньої напруги, але істотно залежить від температури.

Таким чином, основною властивістю n - p -переходу є його переважно однобічна провідність і нелінійність ВАХ

До параметрів p - n -переходу належать його товщина і ємність.

Вольт-амперна характеристика p - n переходу.

Вольт-амперна характеристика (ВАХ) p - n - переходу – це залежність струму в зовнішньому колі переходу від величини і полярності напруги, що прикладена до останнього. Цю залежність одержують експериментально або будують за рівнянням ВАХ.

При збільшенні зворотної напруги $U_{зв}$ струм через перехід прямує до граничного значення $I_{зв \text{ нас}}$, якого досягає при $U_{зв} = 0,1-0,2V$.

Чим більші ширина забороненої зони ΔW і концентрації домішок донорів і акцепторів, тим менший струм насичення. Цей струм із зростанням температури зростає за експоненціальним законом.

При деяких досить великих $U_{зв}$ на зворотній вітці реальної ВАХ з'являється ділянка пробою p - n - переходу. Явище пробою полягає в різкому зростанні зворотного струму. Існує 4 різновиди пробою: лавинний, тунельний, тепловий та поверхневий.

При лавинному пробої відбувається ударна іонізація нейтральних атомів збідненого шару НП неосновними носіями заряду, що розвивають під час вільного пробігу достатню кінетичну енергію. Іонізація приводить до лавинного помноження вільних носіїв і до зростання $I_{зв}$. Оскільки умовою

лавинного пробію є те, що довжина вільного пробігу електрона має бути значно меншою від товщини p - n - переходу ($L_n \ll \delta$), то такі пробіи найбільш ймовірні для широких переходів

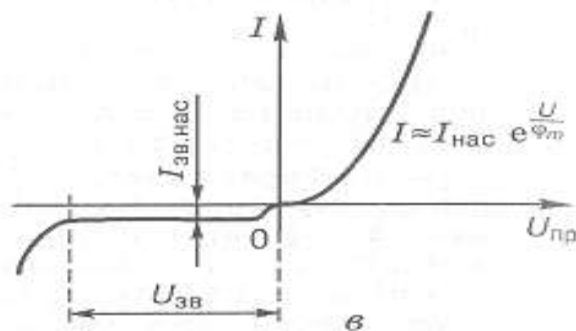


Рисунок 1.3 – ВАХ p - n -переходу

Тунельний пробій виникає в вузьких p - n -переходах (при великих концентраціях домішок у НП), коли напруженість зовнішнього електричного поля в кремнію досягає 10 В/см, а германію - $3 \cdot 10^5$ В/см. Під дією сильного поля валентні електрони вибиваються з ковалентних зв'язків, створюються пари «електрон-дірка», зростає $I_{зв}$. Для дуже вузьких переходів величини напруг пробію можуть бути невеликими.

Тепловий пробій викликається явищем самоперегріву НП. Воно полягає в тому, що збільшення $I_{зв}$ приводить до зростання температури в переході. Це, в свою чергу, викликає додаткову терморегуляцію носіїв, зростає струм і, нарешті, перехід перегрівається, кристалічна решітка руйнується. Тому пробій такого виду є необоротним і стає можливим при порушенні режиму охолодження. Ділянка АВ з негативним диференціальним опором зумовлена тим, що збільшення кількості носіїв заряду веде до зменшення опору p - n - переходу і падіння напруги на ньому.

Поверхневий пробій може виникнути в місцях виходу p - n - переходу на поверхню НП, в яких створюється додатковий електричний поверхневий заряд, що значно спотворює картину поля в переході. Якщо товщина переходу біля поверхні менша від товщини переходу в глибині НП, то поверхневий пробій відбувається при менших напругах, ніж звичайно. Цю особливість необхідно враховувати при виборі захисних покриттів напівпровідникових приладів.

Тема 2

Напівпровідникові діоди

1. Випрямні діоди

Випрямний напівпровідниковий діод – це напівпровідниковий діод, призначений для перетворення змінного струму в постійний.

Випрямні діоди виконуються на основі p - n -переходу і мають дві області, одна з них є більш низкоомною (містить велику концентрацію домішки), і називається емітером. Інша область, база – більше високоомна (містить меншу концентрацію домішки).

В основі роботи випрямних діодів лежить властивість односторонньої провідності p - n -переходу, яке полягає в тому, що останній добре проводить струм (має малий опір) при прямому включенні і практично не проводить струм (має дуже високий опір) при зворотному включенні.

Як відомо, прямий струм діода створюється основними, а зворотний – не основними носіями заряду. Концентрація основних носіїв заряду на кілька порядків перевищує концентрацію неосновних носіїв, чим і зумовлюються вентильні властивості діода.

Основними параметрами випрямних напівпровідникових діодів є:

- Прямий струм діода I_{np} , що нормується при певній прямій напрузі (зазвичай $U_{np} = 1\text{--}2\text{В}$);
- Максимально допустимий прямий струм $I_{np\max}$ діода;
- Максимально допустима зворотна напруга діода $U_{зв\max}$, при якій діод ще може нормально працювати тривалий час;
- Постійний зворотний струм $I_{зв}$, що протікає через діод при зворотній напрузі, рівній $U_{зв\max}$;
- Середній випрямлений струм $I_{вн.ср}$, який може тривало проходити через діод при допустимій температурі його нагрівання;
- Максимально допустима потужність $P_{\max}$, що розсіюється діодом, при якій забезпечується задана надійність діода.

За максимально допустиме значення середнього випрямленого струму діоди поділяються на малопотужні ($I_{вн.ср} < 0,3\text{ А}$), середньої потужності ($0,3\text{ А} < I_{вн.ср} < 10\text{ А}$) та великої потужності ($I_{вн.ср} > 10\text{ А}$).

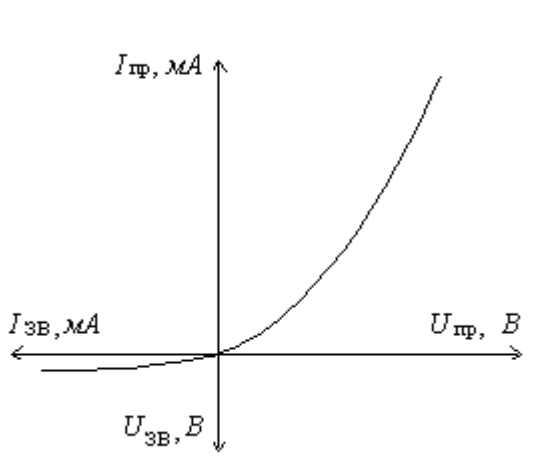


Рисунок 2.1 – Вольт–амперна характеристика напівпровідникового діода

Залежність величини струму, що протікає через діод від величини та напрямку прикладеної до діода напруги називається вольтамперною характеристикою діода (ВАХ).

Якщо на електроди діода подати постійну напругу, з'єднавши анод з позитивним полюсом джерела струму, а катод – з негативним, то під дією електричного поля електрони почнуть переміщатися в бік від катода до анода (назустріч полю), а дірки – від анода до катода (по ходу поля). У результаті опір p - n переходу різко зменшується і через нього починає текти електричний струм, величина якого прямо пропорційна прикладеній напрузі. У цьому випадку говорять, що до діода прикладено пряму напругу і через діод тече прямий струм, а сам діод знаходиться у відкритому стані. Якщо змінити полярність напруги, яка прикладається, то електрони потечуть до катода (на нього тепер поданий «+»), а дірки – до анода (на ньому «-»). У результаті область p - n переходу розширюється, утворюючи збіднену зарядами зону, що веде до різкого зростання електричного опору p - n переходу і струм через діод різко зменшується у сотні разів. Діод переходить в закритий стан. У цьому випадку говорять, що до діода прикладена зворотня напруга і через діод тече зворотний струм.

Існування зворотного струму пояснюється тим, що технічно неможливо виготовити напівпровідники p - і n - типів, які мають тільки діркову або лише електронну провідність. Наявність певної кількості електронів у напівпровіднику p - типу і дірок у напівпровіднику n - типу і забезпечує незначний струм у зворотному напрямку (повною відсутністю зворотного струму володіють тільки вакуумні діоди, що працюють зовсім по іншому принципу і в даній роботі не розглядаються). Оскільки величина зворотного струму діода дуже мала, то відповідна йому гілка ВАХ дуже щільно «притиснута» до осі напруг.

Слід зазначити, що прагнення обох гілок ВАХ в нескінченність не означає, що до діода можна прикладати як завгодно високу пряму напругу в надії пропустити через діод дуже великий струм. З ростом струму p - n перехід сильно нагрівається і плавиться – діод перегорає. При цьому електричне коло розмикається і діод перестає проводити струм навіть в одному напрямку. Не можна піддавати діод і впливу надмірно високої зворотної напруги. У цьому випадку p - n перехід, не витримуючи занадто сильного електричного поля, буде пробитий. При цьому властивість односторонньої провідності діодом буде загублено і він стане проводити струм однаково добре в обох напрямках

2. Стабілітрони

Напівпровідниковий стабілітрон – це напівпровідниковий діод, напруга на якому в області електричного пробою слабо залежить від струму і який використовується для стабілізації напруги.

У напівпровідникових стабілітронах використовується властивість незначної зміни зворотної напруги на p - n -переході при електричному (лавинному або тунельному) пробої. Це пов'язано з тим, що невелике збільшення напруги на p - n -перехід в режимі електричного пробою викликає більш інтенсивну генерацію носіїв заряду і значне збільшення зворотного струму.

Низьковольтні стабілітрони виготовляють на основі низкоомного матеріалу. У цьому випадку утворюється вузький площинний перехід, в якому при порівняно низьких зворотних напругах (менше 6 В) виникає тунельний електричний пробій. Високовольтні стабілітрони виготовляють на основі високоомного матеріалу. Тому їх принцип дії пов'язаний з лавинним електричним пробоєм.

Основні параметри стабілітронів:

- Напруга стабілізації $U_{ст}$ ($U_{ст} = 1\text{--}1000\text{В}$);
- Мінімальний $I_{ст\ min}$ і максимальний $I_{ст\ max}$ струми стабілізації;
- Максимально допустима розсіює потужність P_{max} ;
- Диференціальний опір на ділянці стабілізації $r_d = dU_{ст} / dI_{ст}$;
- Температурний коефіцієнт напруги (ТКУ) на ділянці стабілізації. ТКУ стабілітрона показує на скільки відсотків зміниться стабілізуючий напруга при зміні температури напівпровідника на $1\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Стабілітрони використовують для стабілізації напруги джерел живлення, а також для фіксації рівнів напружень в різних схемах. Стабілізацію низьковольтної напруги в межах 0,3–1В можна отримати при використанні прямої гілки ВАХ кремнієвих діодів.

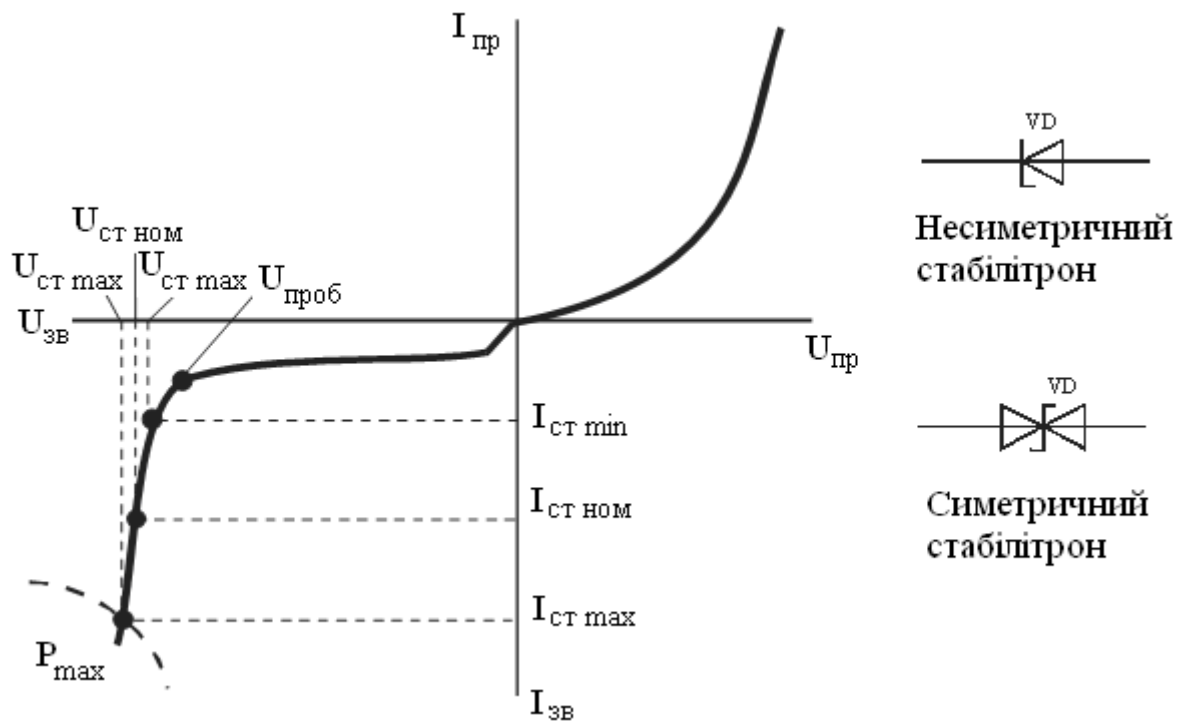


Рисунок 2.2 – Вольт-амперна характеристика стабілітрона і його умовне графічне позначення

Діод, в якому для стабілізації напруги використовується пряма гілка ВАХ, називають *стабістор*. Існують також двосторонні (симетричні) стабілітрони, що мають симетричну ВАХ щодо початку координат. Стабілітрони допускають послідовне включення, при цьому результуюча стабілізуючий напруга дорівнює сумі напруг стабілітронів: $U_{ст} = U_{ст1} + U_{ст2}$. Паралельне з'єднання стабілітронів неприпустимо, тому що з-за розкиду характеристик і параметрів з усіх паралельно з'єднаних стабілітронів струм

буде виникати тільки в одному, який має найменшу стабілізуючу напругу $U_{ст}$, що викличе перегрів стабілітрона.

3. Характеристики та параметри діодів

Вольтамперна характеристика реального діода проходить нижче, ніж у ідеального р-n переходу: позначається вплив опору бази. Після точки А вольтамперна характеристика буде прямою лінією, оскільки при напрузі U_A потенційний бар'єр повністю компенсується зовнішнім полем. Крива зворотного струму ВАХ має нахил, оскільки за рахунок зростання зворотної напруги збільшується генерація власних носіїв заряду.

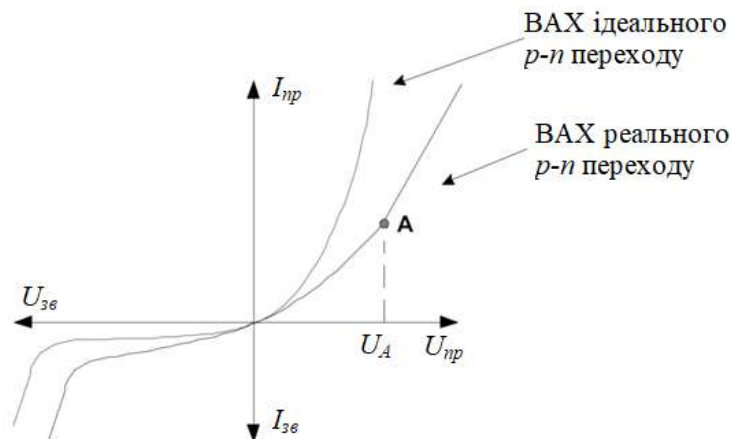


Рисунок 2.3 – ВАХ діодів

До основних параметрів діодів відносять:

- Максимально допустимий прямий струм $I_{пр.мах}$.
- Пряме падіння напруги на діоді при максимальному прямому струмі $U_{пр.мах}$.
- Максимально допустима зворотна напруга $U_{обр.мах} = (2/3 \div 3/4)U_{ел.проб.}$.
- Зворотний струм при максимально допустимій зворотній напрузі $I_{обр.мах}$.
- Прямий і зворотний статичний опір діода при заданих прямій і зворотній напругах.

$$R_{стпр} = \frac{U_{нр}}{I_{нр}}; R_{стзв} = \frac{U_{зв}}{I_{зв}}.$$

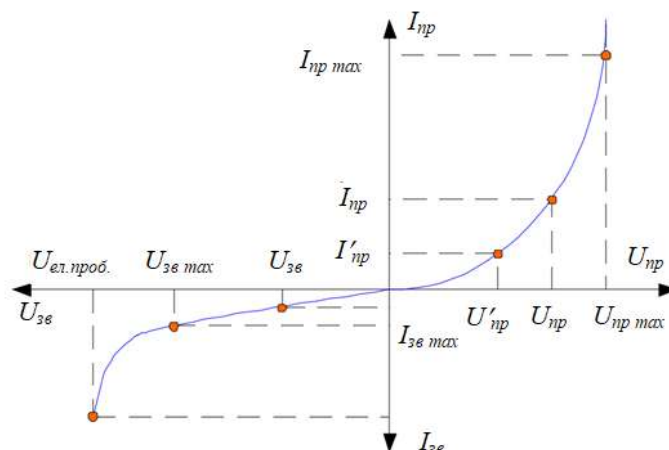


Рисунок 2.4 – Визначення параметрів діодів

- Прямий і зворотний динамічний опір діода:

$$R_{i_{np}} = \frac{\Delta U_{np}}{\Delta I_{np}} = \frac{U_{np} - U'_{np}}{I_{np} - I'_{np}},$$
$$R_{i_{зв}} = \frac{\Delta U_{зв}}{\Delta I_{зв}} = \frac{U_{зв} - U'_{зв}}{I_{зв} - I'_{зв}}.$$

- Габарити і діапазон робочих температур.

- Ємність C_d між выводами діода.

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

У даний час на практиці переважно застосовується система так званих граничних параметрів, що характеризують випрямний діод, основними з яких є:

Максимально допустимий середній прямий струм. Це максимально допустиме середнє за період значення прямого струму, що тривало протікає через прилад.

Максимально допустимий ударний струм. Це максимально допустима амплітуда одиночного імпульсу струму синусоїдальної форми тривалістю 10 мс при заданих умовах роботи приладу.

Максимально допустима імпульсна напруга, що повторюється. Це максимально допустиме миттєве значення напруги, що періодично прикладається до діоду у зворотному напрямі.

Імпульсна зворотна напруга, що не повторюється, – максимальне допустиме миттєве значення будь-якої напруги, що прикладається до діоду у зворотному напрямі.

Максимально допустима постійна зворотна напруга – напруга, що відповідає початку процесу лавиноутворення в приладі (напруга пробою).

Більшість вказаних параметрів звичайно приводиться в технічному паспорті на прилад, а більш докладно інформація про параметри, характеристики і експлуатаційних властивостях - в технічних умовах на прилад.

Тема 3

Біполярні транзистори

1. Призначення та будова біполярних транзисторів

Транзисторами називаються напівпровідникові прилади, які підсилюють сигнали за потужністю. Транзистори мають багато конструктивно-технологічних підвидів, але за принципом дії їх поділяють на два основних класи: біполярні та уніполярні (польові).

В основі роботи біполярних транзисторів лежить інжекція неосновних носіїв заряду. Тому обов'язковою складовою біполярного транзистора є p - n перехід. Назва «біполярний» показує роль двох типів носіїв заряду (електрони та дірки) в його роботі: інжекція неосновних носіїв викликає компенсацію їх заряду основними носіями.

Робота уніполярного транзистора базується на використанні лише одного типу носіїв (електронів, або дірок) – основних. Процеси інжекції та дифузії в таких транзисторах майже відсутні. Основним видом руху служить дрейф носіїв в електричному полі.

Для керування струмом у напівпровідниковому матеріалі при сталому електричному полі необхідно змінювати або питому провідність матеріалу, або площу перерізу. На практиці застосовують обидва способи, які базуються на ефекті впливу електричного поля. Тому уніполярні транзистори називають ще польовими. Область кристалу, по якій протікає струм, називається каналом, через що їх називають каналними транзисторами.

Біполярний транзистор - транзистор, в якому використовуються заряди носіїв обох знаків. На відміну від напівпровідникових діодів, біполярні транзистори мають два зустрічно включених взаємодіючі електронно-діркові p - n переходи. Основою транзистора є кристал германію або кремнію, в якому створено три області з різним типом провідності. Дві крайні області мають провідність однакового типу, протилежного до типу провідності середньої області. p - n переходи утворюються між середньою і крайніми областями. Взаємодія переходів забезпечується тим, що вони розміщені досить близько один від одного – на відстані, меншій дифузійної довжини пробігу носіїв.

В реальних транзисторах площі обох p - n переходів суттєво відрізняються, що видно з рис. 3.1. Перехід n_1 - p має набагато меншу площу, ніж n_2 - p ; крім того, в більшості транзисторів один із крайніх шарів (шар з меншою площею - n_1) легований домішками набагато більше, ніж інший (n_2), тобто транзистор є асиметричним приладом.

Сильніше легований шар з меншою площею (n_1) називають **емітером**, шар з більшою площею і меншою концентрацією домішок (n_2) називають **колектором**. Відповідно розрізняють **емітерний** та **колекторний переходи** (n_1 - p , n_2 - p). Середній шар транзистора називають **базою**.

У транзисторі існують три області p і n , що чергуються. Чергування областей може бути у послідовності p - n - p або n - p - n . У залежності від цього розрізняють транзистори типів p - n - p та n - p - n .

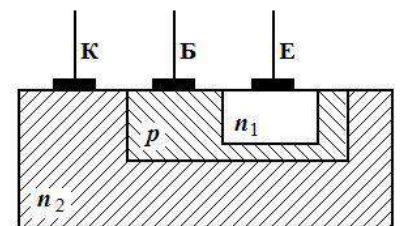


Рисунок 3.1 – Будова біполярного транзистора

У транзистора, зображеного на рисунку 3.1, крайні шари (емітер та колектор) мають провідність n -типу, а середній шар (база) – провідність p -типу. Транзистори з такою структурою називають n - p - n -транзисторами. У мікроелектроніці вони відіграють основну роль. Крім того, можуть використовуватися транзистори, у яких емітер та колектор мають провідність p -типу, а база – провідність n -типу. Транзистори з такою структурою називають p - n - p -транзисторами. За принципом дії вони не відрізняються від n - p - n -транзисторів, але для них потрібні протилежні полярності робочих напруг. Будова та умовні позначення на схемах n - p - n і p - n - p транзисторів показані на рисунку 3.2.

Транзистори p - n - p відкривають додаткові можливості за рахунок комбінування з n - p - n транзисторами в одній і тій же схемі. Така комбінація у деяких випадках забезпечує спрощення структури та оптимізацію параметрів відповідних схем. Транзистори n - p - n та p - n - p у таких схемах, а також самі схеми такого типу називають **комплементарними** (доповнюючими).

До кожної з областей приєднані виводи, за допомогою яких транзистор підключають в електричний контур.

Середню область транзистора і відповідний вивід називають *базою* (Б), одну крайню область і вивід від неї називають *емітером* (Е), іншу та вивід – *колектором* (К).

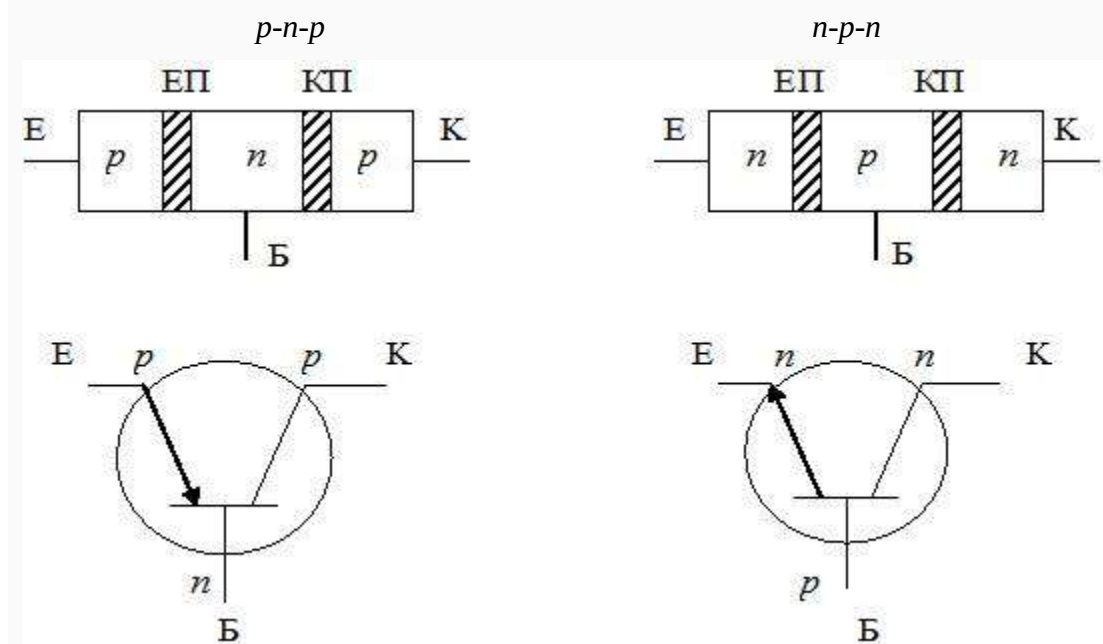


Рисунок 3.1 – Структури та схемне позначення БТ

2. Принцип роботи біполярних транзисторів, основні параметри

У підсилювачах, генераторах і інших каскадах біполярні транзистори можуть підключатися зі спільним емітером (СЕ), спільною базою (СБ) та спільним колектором (СК). Особливості різних підключень БТ розглядатимуться пізніше. Розглянемо принцип роботи БТ на прикладі підключення зі СБ.

Принцип роботи транзисторів p - n - p та n - p - n типів однаковий. Тому розглянемо процеси в транзисторах p - n - p типу та зупинимося на особливостях роботи транзисторів n - p - n типу.

Найважливішою умовою роботи транзистора є наявність *тонкої слаболегованої бази*, розташованої між двома *сильнолегованими* областями – емітером та колектором. Емітерний перехід ЕП використовують у режимі *інжекції*, а колекторний перехід КП – *екстракції*.

Для забезпечення роботи транзистора між його електродами прикладають постійні напруги, під дією яких через нього протікають струми (рис. 3.2).

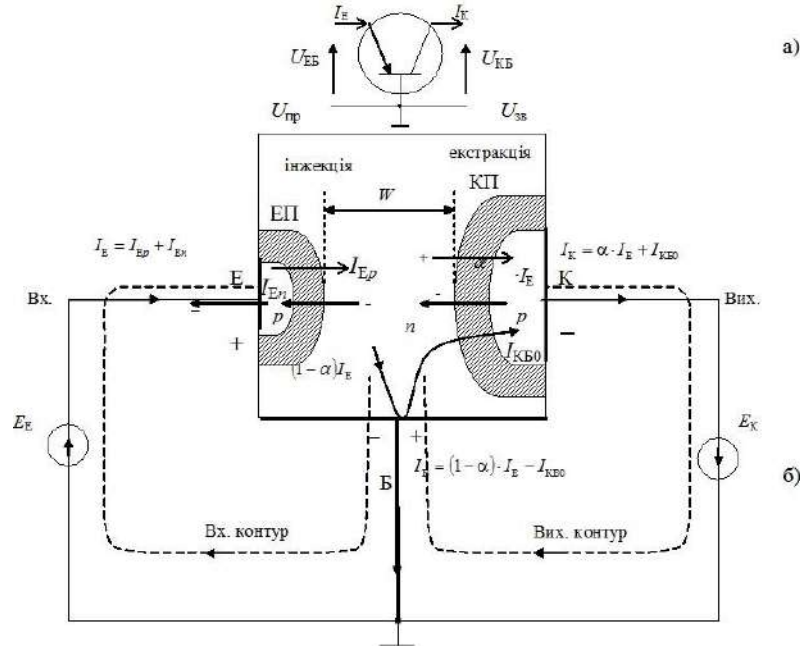


Рисунок 3.2 – Підключення біполярного транзистора:
а – позначення на схемі; б - принцип дії

Напругу між Е та Б називають *емітерною* (U_{EB}), між К та Б – *колекторною* (U_{CB}), причому $|U_{EB}| \ll |U_{CB}|$. Принцип роботи БТ оснований на застосуванні трьох основних явищ:

- *інжекції* неосновних носіїв заряду із емітера в базу при прямій напрузі на ЕП;

- *переносу* інжектованих носіїв до КП через базу;

- *екстракції* носіїв заряду із бази в колектор при зворотній напрузі на КП.

Для забезпечення *інжекції* (вприскування) дірок з емітера до бази прикладається *пряма* емітерна напруга. Інжектовані через ЕП дірки проникають в базу, де вони стають неосновними носіями, проходять через тонкий шар бази й досягають колекторного переходу. Товщина бази значно менше дифузійної довжини вільного пробігу дірок L_p , тому кількість рекомбінованих дірок є малою.

На колектор подають зворотну напругу ($-U_{CB}$), тому виникає *екстракція* (втягування) дірок із бази в колектор під дією електричного поля колекторного переходу. Дірки досягають колекторного переходу, і крізь колекторний перехід буде проходити струм, значення якого пропорційне кількості дірок, інжектованих емітером, тобто емітерному струму:

$$I'_K = \alpha I_E.$$

Коефіцієнт пропорційності α називають *диференціальним коефіцієнтом передавання струму емітера*.

Транзистор, як і будь-який інший електронний прилад, характеризується рядом експлуатаційних параметрів, граничні значення яких указують на можливості практичного застосування того або іншого транзистора. До числа таких параметрів відносяться:

1. Максимально припустима потужність $P_{K \max}$;
2. Максимально припустимий струм колектора $I_{K \max}$;
3. Максимально допустима напруга між колектором і загальним електродом транзистора ($U_{KE \max}$ або $U_{KB \max}$);
4. Гранична частота підсилення по струму.

Вище перераховані лише найбільш важливі експлуатаційні параметри транзисторів. У паспортах транзисторів і довідниках указується ряд інших параметрів: максимально припустимий струм бази, зворотний струм емітера, максимально припустимий імпульсний струм колектора, напруга насичення колектор-емітер, ємність колекторного переходу, максимальна температура роботи транзистора тощо.

Тема 4

Польові транзистори

1. Призначення та будова польових транзисторів

Польові транзистори застосовуються в підсилювальних каскадах з великим вхідним опором, ключових і логічних пристроях, при виготовленні інтегральних схем та ін..

Область, товщина і поперечний переріз якої управляється зовнішньою напругою і по якій проходить струм основних носіїв, називають **каналом**.

Електроди польового транзистора називаються затвор, сток і виток.

Виток – електрод, з якого в канал потрапляють основні носії, **сток** – електрод, до якого рухаються основні носії з каналу, **затвор** – керувальний електрод (напруга, прикладена до затвору керує струмом через канал шляхом перекриття каналу за рахунок зміни питомої провідності і площі поперечного перерізу), який являє собою області р або п, з'єднані між собою.

Польові транзистори розділяють на **транзистори з керувальним р-п-переходом** і **транзистори з ізольованим затвором** (МДН-(метал-діелектрик-напівпровідник) або МОН-транзистори (метал-окисел- напівпровідник)).

Із всіх видів польових транзисторів тільки транзистор з індукованим каналом при нульовій напрузі на затворі не проводить струму. Транзистор із вбудованим каналом може проводити струм як при позитивному, так і при негативному зміщенні. Для його запирання необхідно позитивне зміщення при дірковій електропровідності каналу і негативне зміщення при електронній електропровідності (полярність замикаючої напруги збігається із знаком заряду основних носіїв у каналі).

Робота транзисторів з керувальним р-п-переходом і з індукованим каналом здійснюється шляхом подачі на затвор потенціалу тільки однієї полярності. Транзистор з керувальним р-п-переходом працює з негативним зміщенням у випадку каналу п-типу і позитивним зміщенням, якщо створено канал р-типа.

У транзисторах з індукованим каналом для створення каналу п-типу варто подавати на затвор позитивне зміщення, а для наведення каналу р-типу – негативне.

Для нормальної роботи польових транзисторів до стоку підключається джерело напруги позитивним полюсом для транзисторів з каналом п-типу і негативним – для транзисторів з каналом р-типу (незалежно від структури транзистора).

Польові транзистори з керуючим р-п переходом

Конструкція та принцип дії ПТ з керуючим р-п переходом пояснюється на моделі, наведеній на рис. 4.1.

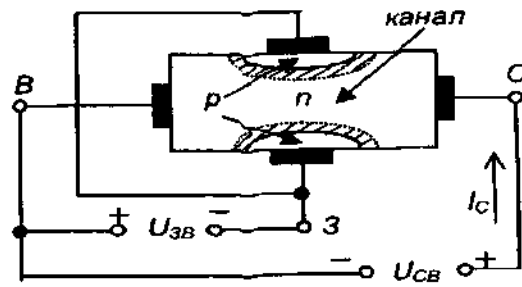


Рисунок 4.1 – ПТ з керуючим р-п переходом

У такого ПТ канал протікання струму являє собою шар НП, наприклад, n -типу, вміщений між двома p - n переходами. Канал має контакти із зовнішніми електродами. Електрод, від якого починають рух носії заряду (у даному разі - електрони), називається витоком В, а електрод, до якого вони рухаються - стоком С.

НП шари p -типу, що створюють із n -шаром два p - n переходи, виконані з більш високою концентрацією основних носіїв, ніж n -шар. Обидва p -шари електрично з'єднані і мають зовнішній електрод, що називається затвором З.

Вихідна напруга вмикається між стоком і витоком (U_{CB}) а вхідна напруга (керуюча) - між витоком та затвором ($U_{ЗВ}$), причому на затвор подається зворотна щодо витоку напруга.

Принцип дії такого ПТ полягає у тому, що зі змінами вхідної напруги змінюється ширина p - n переходів, які являють собою ділянки НП, збіднені носіями зарядів (запірний шар). Оскільки p -шар має більшу концентрацію домішки, зміна ширини p - n -переходів відбувається головним чином за рахунок більш високоомного n -шару. При цьому змінюється переріз струмопровідного каналу, а, отже, і його провідність та, відповідно, вихідний струм I_c приладу.

Особливість цього транзистора полягає у тому, що на провідність каналу впливає як керуюча напруга $U_{ЗВ}$, д, так і напруга U_{CB} .

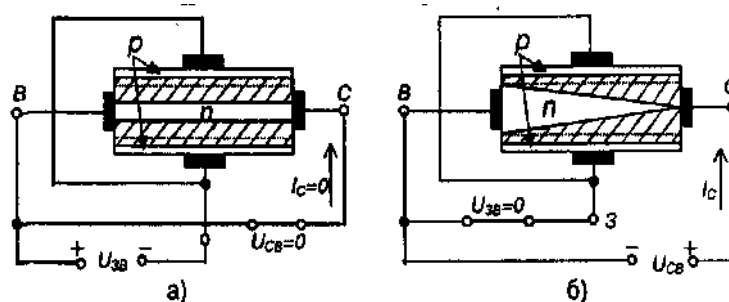


Рисунок 4.2 – Вплив напруг на провідність каналу ПТ з керуючим р-п переходом: а) при $U_{CB} = 0$; б) при $U_{ЗВ} = 0$

На рис. 4.2,а зовнішню напругу прикладено лише у вхідному колі транзистора. Зміна напруги призводить до зміни провідності каналу за рахунок зміни на однакову величину його перерізу вздовж усього каналу. Та оскільки $U_{CB} = 0$, вихідний струм $I_c = 0$.

Рисунок 4.2,б ілюструє зміну перерізу каналу під впливом лише напруги U_{CB} ($U_{ЗВ} = 0$). Коли $U_{CB} > 0$, через канал протікає струм. Внаслідок цього виникає спад напруги, що зростає у напрямку стоку.

Сумарний спад напруги ділянки стік-витік дорівнює $U_{\text{св}}$. Відповідно, потенціали точок каналу вздовж нього неоднакові: вони зростають у напрямку стоку від нуля до $U_{\text{св}}$. Потенціал точок p -області відносно витіку визначається потенціалом затвора відносно витіку і у даному випадку дорівнює нулю. У зв'язку із зазначеним зворотна напруга, прикладена до p - n переходів, зростає у напрямку від витіку до стоку і p - n переходи розширюються у напрямку стоку. Це явище призводить до зменшення перерізу каналу. Підвищення напруги $U_{\text{св}}$ викликає збільшення спаду напруги у каналі і подальше зменшення його перерізу, а, отже, і провідності каналу. При певному значенні $U_{\text{св}}$ межі обох p - n переходів зникають і опір каналу стає великим.

Очевидно, що за сумарної дії $U_{\text{св}}$ та $U_{\text{зв}}$ вмикання p - n -переходів відбувається швидше. При цьому у приладі діє автоматична система керування, що забезпечує протікання фіксованого значення $I_{\text{с}}$ – струм через канал не залежить від $U_{\text{св}}$ (відповідає режиму насичення). Аналогічно працюють транзистори з каналом p -типу, однак полярність напруг повинна бути протилежною.

На рис. 4.3 наведені умовні позначення ПТ з керуючим p - n переходом.



Рисунок 4.3 – Умовні позначення ПТ з керуючим p - n переходом:

а) з каналом n -типу; б) з каналом p -типу.

У середині 70-х років минулого століття багаторічні дослідження (Японія, США) завершилися створенням ПТ із статичною індукцією – СІТ-транзистора. Цей транзистор, будучи по суті ПТ з керуючим p - n переходом, є твердотільним аналогом електронно-вакуумної лампи - тріода, у якої вихідна характеристика при нульовому значенні сигналу керування за формою нагадує характеристику переходу: з ростом від'ємного значення напруги керування характеристики зсуваються вправо.

На відміну від площинної горизонтальної конструкції ПТ з керуючим p - n переходом, СІТ-транзистор має вертикальну конструкцію. Наприклад, p -шари затвору вводяться в n -шар вертикально. Таке виконання забезпечує приладу роботу при напругах до 2000 В й частотах до 500 кГц. А розміщення на одному кристалі великого числа елементарних транзисторів з наступним їх паралельним з'єднанням забезпечує робочі струми до 500 А.

Крім роботи в режимі ПТ, цей транзистор може працювати і в режимі біполярного транзистора, коли на затвор подається додатне зміщення. При цьому падіння напруги на приладі у відкритому стані зменшується. Умове позначення СІТ-транзистора наведено на рис. 4.4.

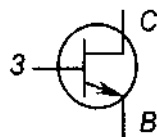


Рисунок 4.4 – Умове позначення СІТ транзистора

МДН-транзистори

На відміну від ПТ з керуючим p - n переходом, у яких затвор має безпосередній електричний контакт із суміжною областю струмопровідного каналу, у МДН-транзисторів затвор, що являє собою, наприклад, алюмінієву плівку (Al), ізолюваний від зазначеної області шаром діелектрика. Тому МДН-транзистори відносять до класу ПТ з ізолюваним затвором (рис.4.5). Наявність діелектрика забезпечує високий вхідний опір цих транзисторів (10^{12} - 10^{14} Ом).

Частіше у якості діелектрика використовують оксид кремнію (SiO_2), і тоді ПТ називають МОН-транзистором (метал - оксид - НП). Такі транзистори бувають із вбудованим і індукованим каналами. Останні більш розповсюджені.

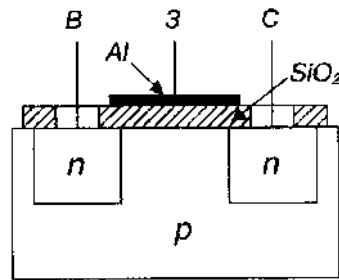


Рисунок 4.5 – Конструкція МОН-транзистора з індукованим каналом

При $U_{зв}=0$ або від'ємному, $I_c=0$ (два p - n переходи увімкнені назустріч). При позитивній напрузі на затворі відносно витоку поверхневий шар на межі НП з діелектриком збагачується електронами, які притягуються з глибини p -шару (де вони є завдяки тепловій генерації вільних носіїв заряду) до затвору: виникає явище інверсії НП у примежовій зоні, коли p -шар стає n -шаром. Таким чином, між зонами n -шарів наводиться (індукується) канал, по якому може протікати струм від стоку до витоку.

ПТ широко використовують як дискретні компоненти електронних пристроїв, а також у складі інтегральних мікросхем.

Умовні позначення МДН-транзисторів наведені на рис. 4.6.

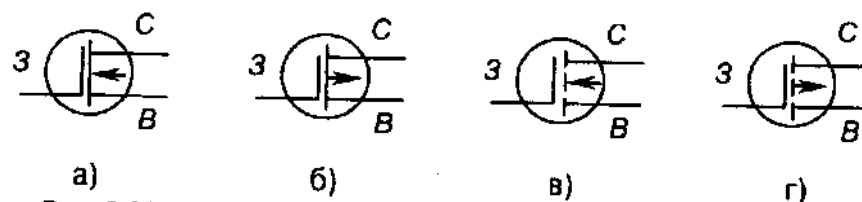


Рисунок 4.6 – Умовні позначення МДН-транзисторів з каналами: вбудованим n -типу (а); вбудованим p -типу (б); індукованим n -типу (в); індукованим p -типу (г)

2. Схеми вмикання польових транзисторів

Подібно біполярним транзисторам, польові транзистори використовують у трьох основних схемах включення: зі спільним витоком (СВ), спільним стоком (СС) і спільним затвором (СЗ) (рис. 4.7).

Підсилювальний каскад за схемою зі СВ аналогічний схемі зі СЕ. Він дає велике підсилення струму і потужності і інвертує фазу вхідної напруги.

Схема зі СС подібна емітерному повторювачу і називається *витокowym повторювачем*. Коефіцієнт підсилення каскаду по напрузі близький до одиниці.

Підсилювач за схемою зі СС має порівняно невеликий вихідний опір і великий вхідний опір. Крім того, тут значно зменшена вхідна ємність, що сприяє збільшенню вхідного опору на високих частотах.

Схема зі СЗ аналогічна схемі зі СБ. Схема не підсилює струми, тому коефіцієнт підсилення за потужністю в багато разів менший, ніж у схемі зі СВ. Ця схема має малий вхідний опір, тому що вхідним струмом є струм стоку. Фаза напруги при посиленні не інвертується.

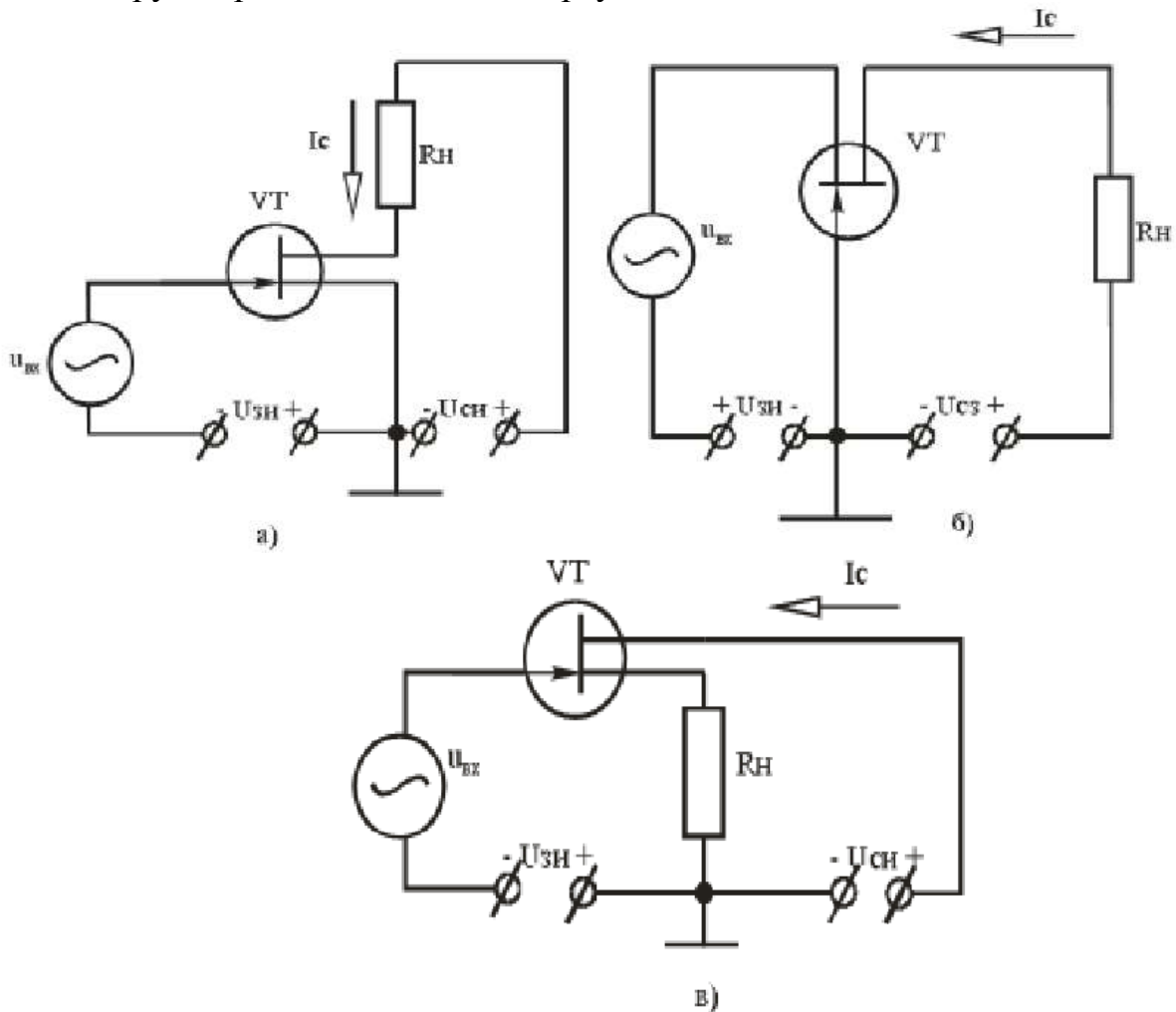


Рисунок 4.7 – Схеми включення польового транзистора:
а) СВ; б) СЗ; в) СС

На практиці найчастіше застосовується схема з СВ, аналогічна схемі на біполярному транзисторі СЕ. Каскад із загальним витоком дає дуже велике посилення струму та потужності. Схема з СЗ аналогічна схемі з СБ. Вона не дає посилення струму, і тому посилення потужності в ній у багато разів менше, ніж у схемі СВ. Каскад СЗ має низький вхідним опором, у зв'язку з чим він має обмежене практичне застосування.

Тема 5

Одноперехідний транзистор.

1. Будова та принцип роботи одноперехідного транзистора

Одноперехідний транзистор, або двобазовий діод (рисунк 5.1), - це біполярний прилад, що працює в режимі перемикання. p - n -перехід, що відокремлює високолеговану область емітера від низьколегованої базової області, розділяє останню на дві частини: нижню з довжиною l_1 і верхню базу з довжиною l_2 . Струм емітера при прямому вмиканні цього переходу містить здебільшого лише діркову складову, і тому перехід називають інжектором. Принцип дії приладу ґрунтується на зміні об'ємного опору бази під час інжекції.

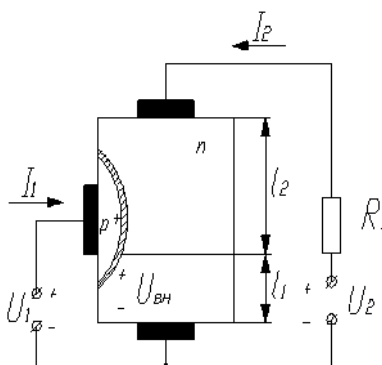


Рисунок 5.1 – Будова одноперехідного транзистора

Шар p -типу має назву емітера, а області монокристала по обидва боки емітера, що мають електронну провідність, зветься базами. Зазвичай, довжина нижньої бази Б2 набагато менша, ніж довжина верхньої бази Б1. Якщо до контактів базових областей підімкнути зовнішню напругу із зазначеною полярністю, то через обидві бази протікатиме невеликий струм - так званий струм зміщення I_2 . Цей струм створює на опорі нижньої бази спад напруги U_{BN} , яке зміщує p - n -перехід у зворотному напрямі. Через закритий перехід тече зворотний струм I_{10} (рисунк 5.1). При прикладенні до входу транзистора напруга $U_1 < U_{BN}$ перехід не відкривається, і малий струм I_{10} залишається практично незмінним. Транзистор перебуває в закритому стані. При $U_1 > U_{BN}$ перехід вмикається прямо, і починається інжекція дірок до баз, унаслідок чого їх опори зменшуються. Це приводить до зменшення спаду напруги U_{BN} , подальшого відкривання переходу, збільшення струму I_1 , подальшого зменшення опорів баз і т.д.

При зменшенні опору ділянки L_1 відповідно зменшиться внутрішня напруга $U_{e.б1}$, тоді p - n -перехід відкриється ще більше. Це буде призводити до лавиноподібного збільшення кількості дірок в пластині на ділянці L_1 , подальшому зменшенню опору і збільшенню струму емітера. З ростом емітерного струму зменшується опір емітерного переходу, а разом з ним зменшується напруга U_e . Це відповідає появі від'ємного опору – ділянка АВ на вольтамперній характеристиці.

Подальше зростання емітерного струму відбувається за рахунок збільшення зовнішньої емітерної напруги (ділянка ВС на вольтамперній характеристиці).

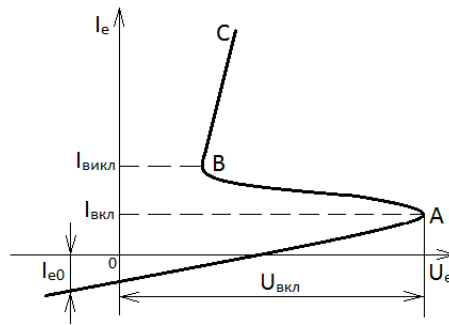


Рисунок 5.2 – ВАХ одноперехідного транзистора

Переваги одноперехідного транзистора:

- простота конструкції;
- стабільність напруги спрацьовування;
- мале споживання струму в колі управління;
- хороша повторюваність характеристик і параметрів різних зразків транзисторів;
- можливість передачі порівняно потужних імпульсів.

Недоліки одноперехідного транзистора:

- є низькочастотним пристроєм, за частотними властивостями програє біполярним транзисторам

2. Характеристики та схеми вмикання одноперехідного транзистора

Основними параметрами одноперехідних транзисторів, що характеризують їх як елементи схем, є:

- міжбазовий опір $R_{Б1Б2}$ - опір між виводами баз при відключеному емітері;
- коефіцієнт передачі

$$\eta = \frac{R_{\sigma 1}}{R_{\sigma 1} + R_{\sigma 2}},$$

що характеризує напругу перемикання;

- напруга спрацьовування $U_{сп}$ - мінімальна напруга на емітерному переході, необхідна для переведення приладу зі стану з великим опором у стан з негативним опором;
- струм включення $I_{вкл}$ - мінімальний струм, необхідний включення одноперехідного транзистора;
- струм вимкнення $I_{вимк}$ - найменший емітерний струм, що утримує транзистор у включеному стані;
- напруга вимикання $U_{вимк}$ - напруга на емітерному переході при струмі через нього, що дорівнює $I_{вимк}$;
- зворотний струм емітера I_{eo} - струм витоку закритого емітерного переходу.

Пристрої на одноперехідних транзисторах

Одноперехідні транзистори (двобазові діоди) широко застосовуються в різних пристроях автоматики, імпульсної та виміральної техніки - генераторах, порогових пристроях, дільниках частоти, реле часу і т.д.

Одним із основних типів пристроїв на одноперехідних транзисторах є релаксаційний генератор, схема якого показана на рис. 6.

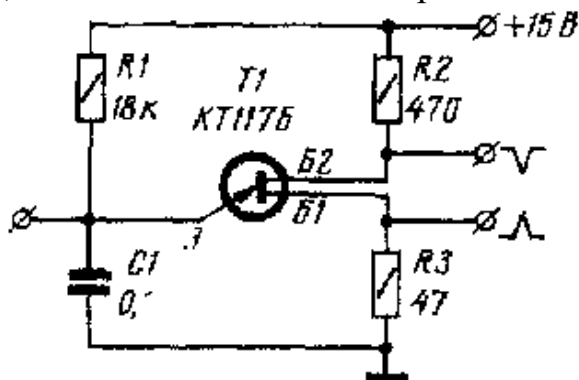


Рисунок 5.3 – Схема релаксаційного генератора

При включенні живлення конденсатор C1 заряджається через резистор R1. Як тільки напруга на конденсаторі стає рівною напрузі включення одноперехідного транзистора T1, його емітерний перехід відкривається і конденсатор швидко розряджається. У міру розряду конденсатора емітерний струм зменшується і при досягненні величини, що дорівнює струму вимкнення, транзистор закривається, після чого процес повторюється знову. У результаті базавих Б1 і Б2 виникають короткі різнополярні імпульси, які є вихідними сигналами генератора.

Частоту коливань f генератора можна розрахувати за наближеною формулою:

$$f \approx \frac{1}{RC \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)},$$

де R - опір резистора R1, Ом;

C - ємність конденсатора C1, Ф;

η - коефіцієнт передачі одноперехідного транзистора.

При заданій частоті коливань ємність конденсатора слід вибрати можливо більшою для того, щоб отримати на навантаженні (R2 або R3) сигнал з потрібною амплітудою. Важливою перевагою генератора на одноперехідному транзисторі є те, що частота його коливань незначно залежить від величини напруги живлення. Практично зміна напруги від 10 до 20 В призводить до зміни частоти всього на 0,5%.

Якщо замість резистора R1 в зарядний ланцюг включити фотодіод, фоторезистор, терморезистор або інший елемент, що змінює свій опір під дією зовнішніх факторів (світла, температури, тиску і т. д.), то генератор перетворюється на аналоговий перетворювач відповідного фізичного параметра в частоту слідування імпульсів.

Дещо змінивши схему, як показано на рис. 5.4, цей же генератор можна перетворити на пристрій порівняння напруги. У цьому випадку базові кола

транзистора підключають до джерела еталонної напруги, а зарядний ланцюг - до джерела, що досліджується. Коли напруга останнього перевищить напругу увімкнення, пристрій почне генерувати імпульси позитивної полярності.

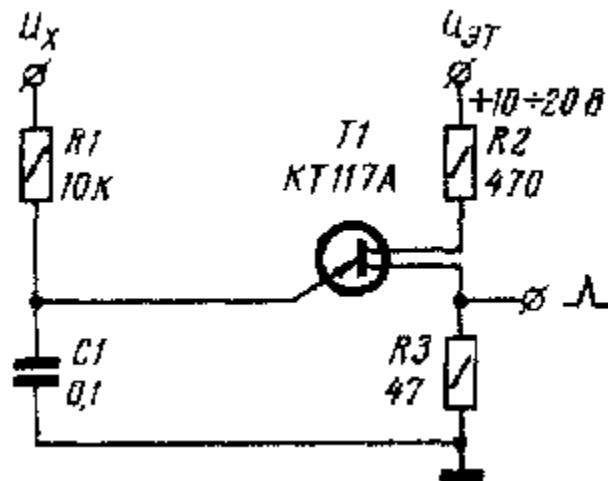


Рисунок 5.4 – Схема порівнювача напруг

Моментом включення одноперехідного транзистора можна керувати, подаючи імпульс позитивної полярності в коло емітера або негативної полярності в коло бази Б2. На цьому принципі основана робота чекаючого мультивібратора, схема якого наведена на рис. 5.5. Для отримання потрібного режиму роботи максимальну напругу на конденсаторі С1, яка залежить від співвідношення опорів резисторів дільника R1R2, встановлюють меншою напруги включення транзистора. Різницю цих напруг вибирають з урахуванням можливих завад у колі запуску, які можуть призвести до помилкових спрацьовувань пристрою. При подачі імпульсу негативної полярності в коло бази Б2 міжбазова напруга $U_{Б1Б2}$ зменшується (модулюється), в результаті транзистор Т1 відкривається і на базі Б1 виникає імпульс позитивної полярності.

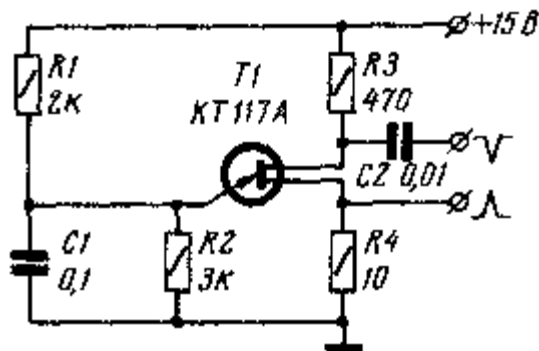


Рисунок 5.5 – Схема чекаючого мультивібратора на ОПТ

Схема реле часу, яке відрізняється дуже високою економічністю, наведено на рис. 5.6. У вихідному стані тиристор ДЗ закритий, тому пристрій практично не споживає енергії (струми витоку невеликі і ними можна знехтувати). При подачі на електрод, що запускає, імпульсу позитивної полярності тиристор відкривається. В результаті спрацьовує реле Р1 і своїми контактами (на схемі умовно не показано) включає виконавчий пристрій. Одночасно через резистори R1 та R2 починають заряджатися конденсатори С1 та С2. Оскільки опір першого з цих резисторів у багато разів більший за другий,

то першим зарядиться конденсатор C2, а коли напруга на конденсаторі C1 досягне величини напруги включення, одноперехідний транзистор відкриється і конденсатор C1 розрядиться через його емітерний перехід. Виниклий при цьому на резисторі R2 імпульс позитивної полярності складеться з напругою на конденсаторі C2, в результаті чого тиристор ДЗ закриється і знеструмить реле Р1 до приходу наступного імпульсу, що запускає.

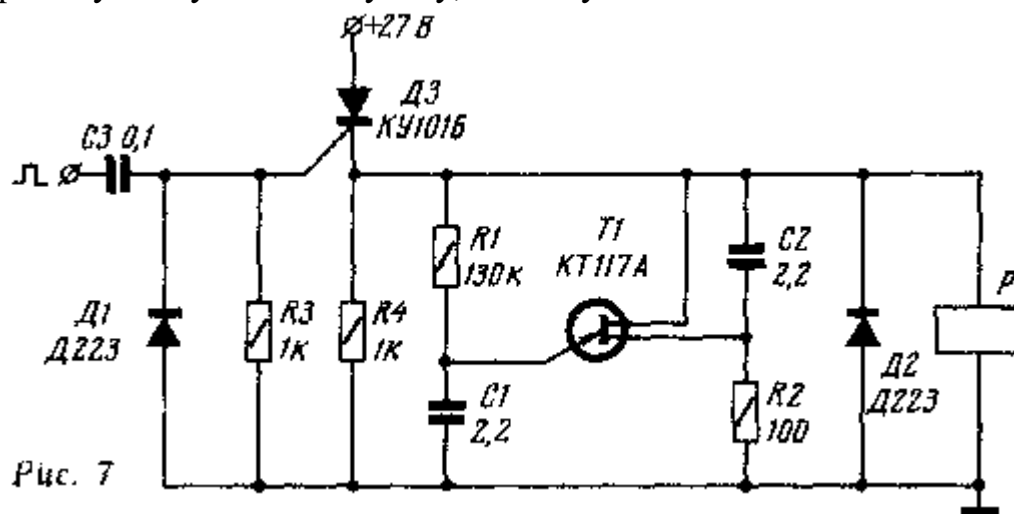


Рисунок 5.6 – Схема реле часу на ОПТ

Тема 6

Перемикальні напівпровідникові прилади - тиристори

1. Структура динисторів та тиристорів, їх принцип роботи

Тиристором називають електроперетворювальний напівпровідниковий прилад з трьома або більше р-п – переходами, ВАХ якого має ділянку негативного диференційного опору і який використовують для перемикання. Назва тиристор походить від двох слів: *thyr* (гр.) – двері та *(re) sistor* (англ.) – опір. Залежно від числа зовнішніх виводів розрізняють двоелектродний прилад – диністор, триелектродний – триністор і чотириелектродний – біністор. У двох останніх, крім анода і катода, є ще входні електроди (відповідно один у триністора і два у біністора).

Система позначень тиристорів (крім силових) складається з 6 елементів.

Перший елемент – буква або цифра, що вказує на матеріал виготовлення.

Другий елемент – буква, що визначає різновид тиристора: Н – діодні тиристори (диністори), У – тріодні тиристори (триністори).

Третій елемент – цифра, що визначає призначення тиристора згідно з таблицею 1.

Таблиця 1

Потужність	Диніс- тори	Триністори		
		незапир- ні	запирні	симетричн і
Малої потужності $I_A \leq 0.3 \text{ A}$	1	1	3	5
Середньої потужності $0.3 \text{ A} \leq I_A \leq 10 \text{ A}$	2	2	4	6

Четвертий, п'ятий і шостий елементи аналогічні до відповідних елементів у позначеннях діодів і транзисторів. Умовні позначення тиристорів на схемах наведена на рис. 6.1. З точки зору застосування тиристор – це напівпровідниковий ключ, тобто прилад, основне призначення якого полягає в замиканні та розмиканні кола навантаження під дією зовнішніх сигналів.

Подібно до транзисторних ключів тиристор має два статичні стани – закритий, з високим внутрішнім опором, і відкритий, з малим опором. У кожному стані тиристор може перебувати як завгодно довго. Перехід від одного стану до іншого відбувається швидко (лавиноподібно) під дією короткочасного зовнішнього сигналу.

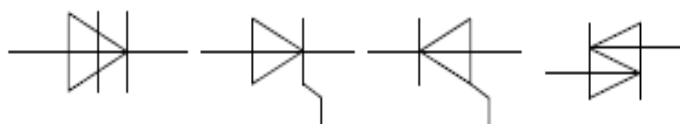


Рисунок 6.1. Умовні позначення тиристорів на електронних схемах:

а – диністор; б – триністор з керуванням за катодом; в – триністор з керуванням за анодом; г – симетричний тиристор (симістор)

Структура диністора показана на рисунку 6.2, а.

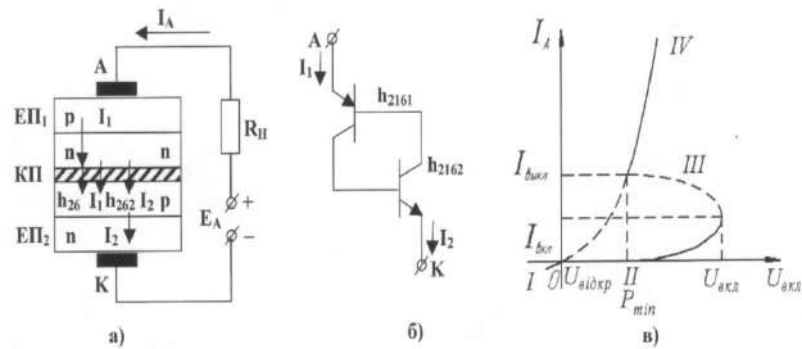


Рисунок 6.2 – Структура (а), транзисторна схема заміщення (б) та ВАХ тиристора у диністорному режимі

На рисунку 6.2, а диністор увімкнено до кола разом із джерелом напруги E_A і навантаженням R_H . Будемо вважати, що верхня р-область чотиришарової структури диністора з'єднана з електродом, що називається анодом, а нижня п-область з'єднана з катодом. Області тиристора називатимемо (зверху до низу) р-емітер, п-база, р-база, п-емітер.

При прикладенні зовнішньої напруги мінусом до анода і плюсом до катода емітерні переходи ЕП1 та ЕП2 вмикаються у зворотному напрямі, і через прилад проходить малий зворотний струм двох послідовно з'єднаних р-п – переходів (ділянка I на ВАХ рисунку 6.2, в).

Якщо змінити полярність джерела напруги, то переходи ЕП1 та ЕП2 вмикаються у прямому напрямі, а середній, колекторний перехід КП – у зворотному. Через емітерні переходи здійснюються інжекція дірок (через ЕП1) та електронів (через ЕП2) до відповідних баз. Майже вся зовнішня напруга падає на великому опорі КП. Збільшення цієї напруги призводить до подальшого зменшення потенціальних бар'єрів ЕП1 та ЕП2 і збільшення інжекції через переходи. Дірки, інжектуючи через ЕП1, дифундують через п-базу, екстрагуються прискорювальним полем КП до області р-бази і накопичуються там, тому що подальша їх дифузія затримується гальмувальним полем ЕП2. Аналогічне відбувається і з електронами, які інжектують через ЕП2 до р-бази. Таким чином, у р-базі накопичується надлишковий позитивний заряд, а в п-базі – надлишковий негативний заряд.

Процеси у тиристорі свідчать про появу внутрішнього позитивного зворотного зв'язку. Механізм його дії полягає у наступному. Збільшення інжекції дірок до п-бази через ЕП1 приводить до накопичення цих дірок у р-базі. Зростання позитивного заряду р-бази приводить до подальшого прямого зміщення ЕП2 і збільшення інжекції електронів через нього. Це явище, у свою чергу, сприяє зростанню негативного заряду п-бази і додатковому прямому зміщенню ЕП1. Внаслідок цього інжекція дірок з р-емітера через ЕП1 ще більше зростає і т.д.

При прямих напругах $U_A < U_{вкл}$ тиристор ще закритий, бо його опір – це фактично опір КП у зворотному вмиканні. Деяке зростання струму анода I_A при збільшенні анодної напруги U_A на ділянці II пояснюється збільшенням інжекції через переходи ЕП1 та ЕП2 при збільшенні на них прямих напруг, а також зменшенням потенціального бар'єра КП внаслідок накопичення надлишкового заряду в базах.

При анодній напрузі $U_A = U_{вкл}$ різниця потенціалів між р- та п- базою за рахунок попереднього накопичення зарядів дорівнює величині зовнішньої напруги на КП. На КП в цьому випадку діє нульова результуюча напруга, і перехід відкривається. Відбувається різке зменшення внутрішнього опору тиристора і зростання анодного струму, що супроводжується зменшенням прямої напруги на приладі.

Цей спад напруги дорівнює сумі спадів напруги на трьох р-п - переходах, увімкнених у прямому напрямі (приблизно 0.7 В), спад напруги на п – базі (0.12 В) і спадів напруги на емітерах (приблизно 0.2 – 0.3 В). Таким чином, сумарний спад напруги на ввімкненому диністорі становить приблизно 1 В.

Отже, процес відкривання (ввімкнення) тиристора полягає в різкому зменшенні опору за рахунок прямого ввімкнення КП, збільшенні струму через прилад одночасно зі зменшенням спаду напруги. Ці обставини приводять до формування на ВАХ диністора ділянки з негативним диференціальним опором (ділянка III на рисунку 6.2, в). Після закінчення процесу ввімкнення приладу робоча точка на ВАХ переходить на ділянку IV (рисунок 6.2, в).

Щоб унаслідок багаторазового зростання струму I_A не відбулося руйнування кристалічної структури диністора, до кола послідовно з приладом і джерелом живлення вмикають навантаження. І тоді струм у колі з відкритим тиристором дорівнює

$$I_A \approx \frac{E_A}{R_H}.$$

Триністор відрізняється від диністора наявністю третього виводу, з'єднаного з базовою областю. Ця обставина дозволяє керувати величиною напруги вмикання $U_{вкл}$, змінюючи струм у колі керувального електрода.

Керувальний електрод може з'єднуватися з будь-якою базою тиристора (рисунок 6.3, а, б).

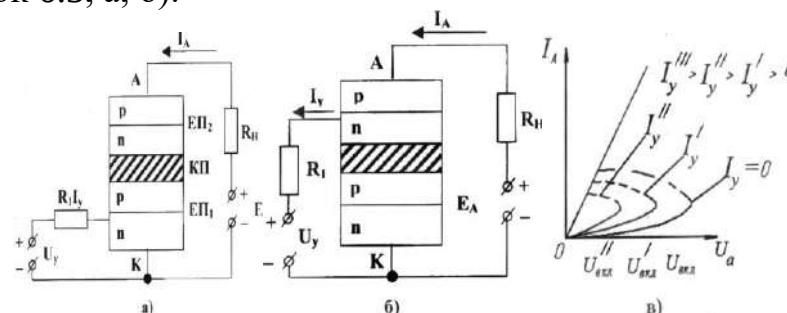


Рисунок 6.3 – Структура триністора: а – з керуванням за катодом; б – з керуванням за анодом; в – сімейство ВАХ триністора

Збільшуючи струм керування I_y , можна збільшити коефіцієнт передачі струму $h_{21Б}$ відповідного емітера, це приводить до того, що рівність $h_{21Б1} + h_{21Б2} = 1$ виконуватиметься при меншій анодній напрузі і ввімкнення тиристора відбуватиметься при меншому значенні $U_{вкл}$ (рисунок 6.3, в). Фізично це означає, що накопичення надлишкових зарядів у базах структури відбуватиметься швидше, ніж у випадку диністора, тому що джерело напруги керування у колі будь-якої з баз прискорює інжекцію через відповідний ЕП.

Струм і напруга кола керування невеликі, струм у анодному колі може досягати одиниць амперів (у тиристорах середньої потужності) або десятків –

сотень амперів (в силових тиристорах) при анодних напругах від десятків – сотень вольтів до тисяч вольтів. Тому триністори – це своєрідні підсилювачі потужності з коефіцієнтом підсилення 10^4 - 10^5 .

Триністори серед інших тиристорних структур мають найбільше практичне застосування в електроніці. Для більшого керування тиристором керувальний електрод з'єднують з базою, що має меншу ширину, оскільки коефіцієнтом передачі струму емітера саме такої транзисторної структури (п-р-п – на рисунку 6.3, а і р-п-р – на рисунку 6.3, б) легше керувати, ніж коефіцієнтом передачі транзистора з товстою базою.

Симетричний тиристор, або симістор, - це тиристор, який має практично однакові ВАХ при різних полярностях прикладеної напруги. Симістор являє собою багат шарову структуру, що складається з п'яти напівпровідникових областей, типи провідності яких чергуються і які утворюють чотири р-п-переходи (рисунк 6.4).

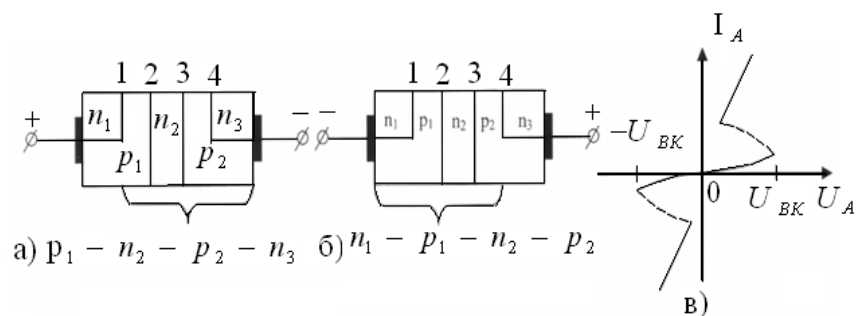


Рисунок 6.4 – Структура (а, б) та ВАХ (в) симетричного тиристора

Якщо до такого тиристора прикласти напругу плюсом до області n_1 , а мінусом до області n_3 (рисунк 6.4, а), то перехід 1 увімкнеться в зворотному напрямі, і струм, що проходить через нього, буде дуже малим. Робочою частиною у такому режимі буде $p_1-n_2-p_2-n_3$ -структура, в якій відбуватимуться процеси, звичайні для диністора.

Якщо зовнішню напругу прикласти плюсом до області n_3 , а мінусом до області n_1 , то в зворотному напрямі увімкнеться перехід 4, і робочою частиною симістора буде диністор структури $n_1-p_1-n_2-p_2$ (рисунк 5.4, б).

Таким чином, симістор може бути поданий у вигляді двох тиристорів, увімкнених паралельно і назустріч один одному. ВАХ симістора показана на рисунку 6.4, в.

2. Схеми вмикання тиристорів

Крім описаного раніше способу вмикання тиристора шляхом повільного збільшення анодної напруги до величини $U_{вкл}$, існують й інші способи.

1) Вмикання за допомогою струму керування.

Цей спосіб уможливорює вмикання тиристора у триністорному режимі у разі, коли на аноді приладу є деяка напруга ($U_A < U_{вкл}$). Тоді, збільшуючи струм I_y , можна увімкнути тиристор. Найбільш поширеним способом керування є імпульсний спосіб. При цьому процес накопичення нерівноважних носіїв відбувається не миттєво, і тому для увімкнення тиристора необхідно, щоб імпульс струму керування мав певну тривалість і амплітуду.

Розглянемо випадок керування за катодом. Час перемикавання тиристора

можна розбити на два інтервали, що відповідають різним законам зміни струму через тиристор (рисунок 6.5). Час затримки t_3 визначається часом дифузії інжектованих з п-емітера електронів через р-базу до КП. Струм через КП і, отже, тиристор зростатимуть відчутно лише тоді, коли інжектовані електрони досягнуть КП. На діаграмі рисунку 6.5 – це проміжок часу, за який струм збільшиться до 0.1 від усталеного значення (або час, за який анодна напруга на тиристорі знизиться до 0.9 від свого початкового значення).

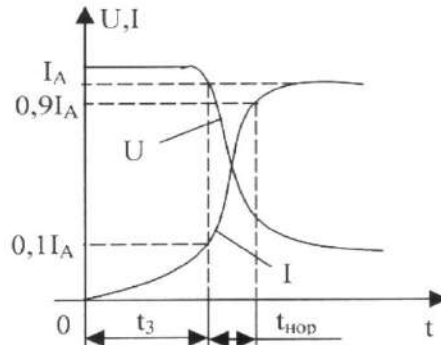


Рисунок 6.5 – Перехідні процеси струму і напруги при вмиканні тиристора

Час наростання $t_{нар}$ зв'язаний з інерційністю процесу накопичення нерівноважних носіїв заряду в базах тиристора. За цей проміжок часу струм анода різко зростає до величини $0,9I_A$, а напруга на аноді зменшується від $0,9U_A$ до $0,1U_A$. Це інтервал часу відповідає перебуванню робочої точки на ділянці негативного диференційного опору (ділянка III на ВАХ рисунка 6.2, в), і тому процес перемикання має регенеративний, лавиноподібний, нестійкий характер. Цей процес обов'язково закінчиться зміною стану приладу, навіть якщо в цей час припиниться дія імпульсу керування. Саме тому тривалість імпульсу управління може вибиратись у межах $t_3 < t_{iy} < t_3 + t_{нар}$. Закінчення перемикання тиристора відповідає моменту, коли знак напруги на КП зміниться на протилежний. Реальна тривалість імпульсу керування досягає 15-20 мкс. Після закінчення імпульсу тиристор перебуватиме у відкритому стані і надалі, якщо робоча точка буде на IV ділянці ВАХ (рисунок 6.2, в).

Процес відкривання тиристора за допомогою імпульсу струму керування має ще й інші особливості. Зокрема, спочатку відкривання КП відбувається у вузькому каналі біля клерувального електрода.

Оскільки більша частина амплітуди імпульсу керування падає на розподільному опорі бази, то інжекція через ЕП збільшується не на всій його площі, а на ділянці біля керувального електрода. Виникає струмопровідний “шнур”, який може призвести до локального перегріву тиристорної структури. Лише потім за рахунок дифузії носіїв канал розширюється на всю площу переходу.

2) Увімкнення тиристора за допомогою імпульсу анодної напруги

При імпульсному керуванні за анодом також спостерігається явище, коли напруга вмикання зменшується порівняно з напругою вмикання у неперервному режимі. Тиристор умикатиметься за допомогою імпульсу анодної напруги, амплітуда якого менша за величину $U_{вкл}$ в режимі, коли напруга на аноді тиристора зростає повільно. Це явище зумовлене дією

бар'єрної ємності КП, струм через яку під час перезаряду дорівнює

$$I_C = C_K \frac{dU_A}{dt}$$

і буде тим більшим, чим більша швидкість наростання анодної напруги на тиристорі (ефект $\frac{dU_A}{dt}$). Цей струм, проходячи через емітерні переходи приладу, спричиняє збільшення коефіцієнтів передачі $h_{21Б1}$ та $h_{21Б2}$, і тоді сума $h_{21Б1}+h_{21Б2}$ досягає одиниці при меншій напрузі. Інакше кажучи, дія ємнісного струму КП I_C аналогічна до дії струму керування у триністорі.

Тема 7

Фотоелектронні пристрої

1. Будова та принцип роботи фототранзистора. Характеристики та основні параметри фототранзистора

Фототранзистор являє собою фотогальванічний приймач випромінювання, фоточутливий елемент якого містить структуру транзистора, яка забезпечує внутрішнє підсилення.

Структура фототранзистора показана на рис. 7.1. У корпусі приладу передбачене прозоре вікно, через яке світловий потік попадає на одну з областей транзистора. Напругу живлення підводять так, щоб колекторний перехід був закритий, а емітерний – відкритий. База може бути відключеною.

При освітленні бази у ній виникають електронно-діркові пари. Так, як і у фотодіоді, пари, що досягли у результаті дифузії колекторного переходу, розділяються полем переходу, дірки (у р-n-p) транзисторі рухаються у колектор, при цьому струм збільшується, електрони залишаються в базі, понижуючи її потенціал. При цьому на емітерному переході утворюється додаткова пряма напруга, що викликає додаткову інжекцію дірок з емітера у базу і відповідне збільшення струму колектора.

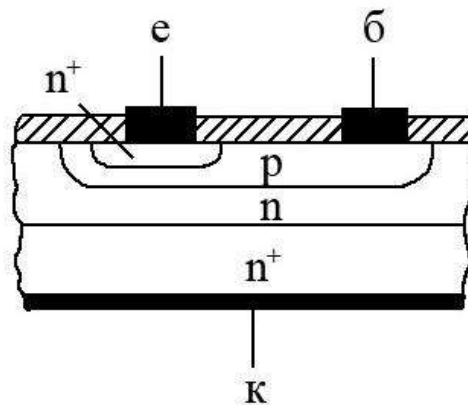


Рисунок 7.1 – Структура фототранзистора

Еквівалентна схема включення біполярного фототранзистора представлена на рис. 7.2. Слід зазначити, що біполярний фототранзистор відрізняється від звичайного фототранзистора лише тим, що перехід база-колектор, який виконує роль фоточутливого елемента (на рисунку показаний як діод з паралельно включеною ємністю) має більшу площу.

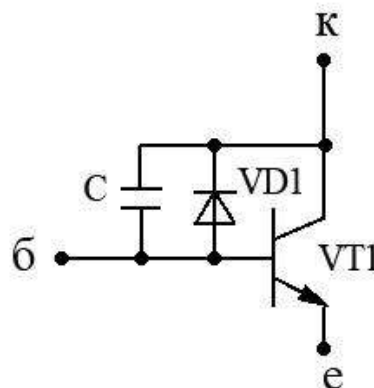


Рисунок 7.2 – Еквівалентна схема фототранзистора

Двополюсна схема підключення фото транзистора показана на рисунку 7.3. При такому включенні вивід бази фототранзистора залишається вільним, тобто струм бази $I_b=0$. При освітленні бази, на ній з'являються вільні електрони та дірки. Для бази фото транзистора типу р-п-р дірки є неосновними носіями заряду, тому вони втягуються полем колекторного переходу у колектор, збільшуючи струм у колі. Електрони, основні носії заряду, що залишилися на базі, створюють просторовий заряд, що знижує висоту потенціального бар'єра емітерного переходу. При цьому полегшується перехід дірок з емітера у базу, а потім у колектор, що призводить до ще більшого зростання колекторного струму, який проходить через опір навантаження. Таким чином, навіть при малому світловому потоці, падаючому на базу, струм колектора виявляється достатньо великим, що свідчить про високу чутливість фототранзистора.

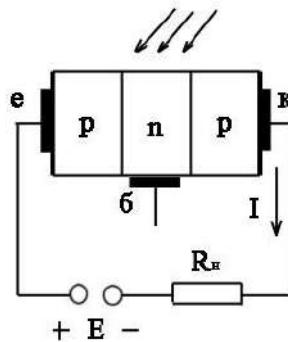


Рисунок 7.3 – Двополюсна схема включення фототранзистора

Довгохвильова границя, квантова ефективність, чутливість

Довгохвильова границя - «Червона» межа фотоефекту - мінімальна частота або максимальна довжина хвилі світла, при якій ще можливий зовнішній фотоефект, тобто початкова кінетична енергія фотоелектронів більше нуля.

Квантова ефективність - це відношення числа носіїв, зібраних сонячним елементом, до числа фотонів даної енергії, падаючих на сонячний елемент. Іншими словами, квантова ефективність - це ефективність перетворення оптичної потужності в електричну, виражена у %.

Чутливість - це відношення фотоструму до потоку випромінювання, що викликав цей струм. Чутливість фотоелемента визначає його якість.

Використання фототранзисторів

Спершу фототранзистори використовувались лише у наведеній вище двополюсній схемі включення. Фототранзистор, оснащений трьома виводами, представляє додаткові можливості його використання, засновані на тому, що, крім світлового сигналу, на його вхід можна подати електричний сигнал.

Фототранзистори використовуються у якості чутливих елементів у різноманітних автоматичних пристроях, фототелеграфії, кіноапаратурі, у приладах вводу-виводу інформації у обчислювальній техніці, для реєстрації ультрафіолетового та інфрачервоного випромінювання та у оптоелектроніці.

2. Напівпровідникові оптоелектронні прилади

Оптопара містить випромінювач на вході і фотоприймач на виході (рис. 7.4, а), які взаємодіють один з одним оптично та електрично. Зв'язки між компонентами оптопари можуть бути прямими або зворотними, позитивними або негативними, один із зв'язків (електричний або оптичний) може бути відсутнім.

Іноді оптопару ототожнюють з оптронами, однак останній термін є більш широким. Між елементами оптрона може бути здійснена як оптичний, так і електричний зв'язок (прямий або зворотний, позитивний або негативний). Вхід і вихід оптрона також можуть бути як електричними, так і оптичними, відповідно. В даний час широке поширення одержали лише оптрони з прямим оптичним зв'язком, тобто оптопари.

Основні функціональні різновиди цих приладів представлені на рис. 7.4, б. Оптопара з прямим оптичним та зворотним електричним зв'язком, тобто оптрон з оптичним входом і виходом, використовується як елемент розв'язки і являє собою перетворювач світлових сигналів. Це може бути просте посилення (ослаблення) інтенсивності світла, перетворення спектра або напрямку поляризації, перетворення некогерентного випромінювання в когерентне і т. п.

Якщо в такому оптроні фотоприймач і випромінювач багатоеlementні, то він може виконувати функцію перетворювача зображень. В оптроні з електричним і оптичним зв'язками при певних умовах може здійснюватися часткова або повна регенерація (відновлення) вхідного сигналу за рахунок зворотного зв'язку, в силу чого на вольт-амперній характеристиці з'являється падаюча ділянка або декілька ділянок – такий прилад отримав назву регенеративного оптрона. У регенеративному оптроні можуть реалізуватися будь-які комбінації видів вхідних і вихідних сигналів (електричних або оптичних).

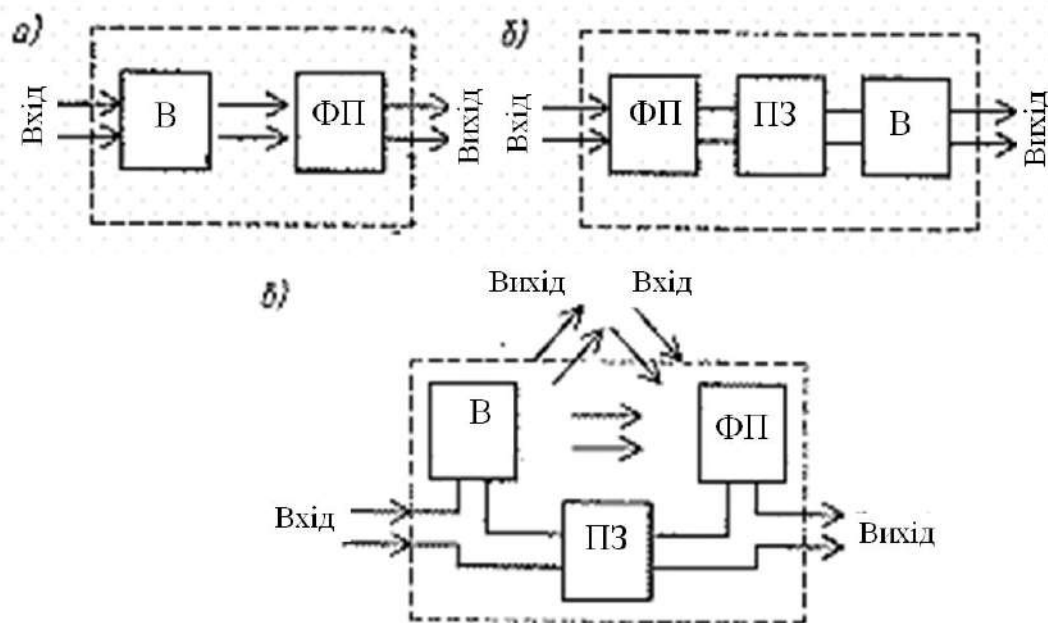


Рисунок 7.4 – Зв'язки в оптронах: а – оптопара для електричної розв'язки; б – оптрон з оптичними входом і виходом; в – регенеративний оптрон; В – випромінювач, ФП – фотоприймач, ПЗ – пристрій зв'язку

Важливим елементом оптопар є оптичний канал між випромінювачем і фотоприймачем. Існують три його різновиди. Насамперед це простий світлопровід, призначений для передачі енергії випромінювання на фотоприймач; зазвичай він виконується у вигляді прозорого середовища. Можливе і таке конструктивне рішення, при якому до зазору між випромінювачем і приймачем є доступ ззовні; в цьому випадку ми маємо оптопару з відкритим оптичним каналом. Нарешті, прозоре середовище може бути виконана з матеріалу, світлопропускання якого змінюється при зовнішніх впливах; такий прилад називають оптопарою з керованим оптичним каналом.

На рис. 7.5 наведені умовні позначення оптопар. Серед оптопар, використовуваних для розв'язки, найбільш широко представлені такі, у яких в якості фотоприймача застосовані транзистор (а), діод (б), резистор (в), складовою транзистор (г), тиристор (д), пари діодів (е) (для диференціальної схеми).

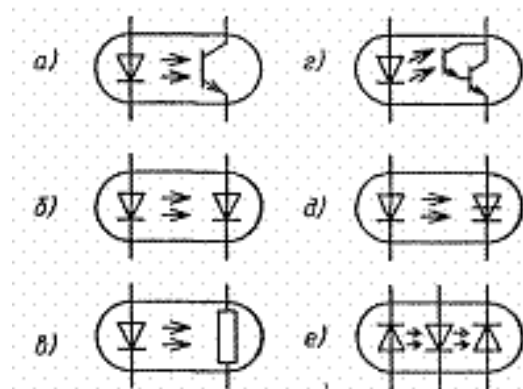


Рисунок 7.5 – Умовні позначення оптопар.

На рис. 7.6 наведені приклади конструкцій оптронів.

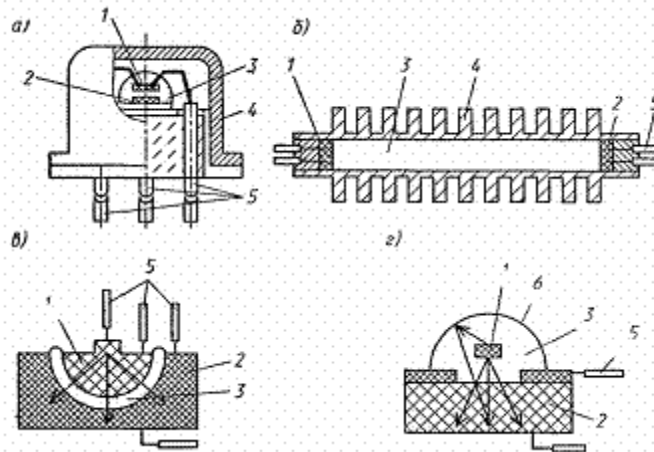


Рисунок 7.6 – Приклади конструкцій оптронів:

1 – випромінювач; 2 – фотоприймач; 3 – оптичний канал; 4 – корпус;
5 – виводи; 6 – поверхня, що відбиває.

Тема 8

Підсилювачі

1. Основні поняття. Класифікація підсилювачів

Електронний підсилювач (рис. 8.1) – це пристрій, що дозволяє перетворювати вхідні електричні сигнали в сигнали більшої потужності на виході без істотного спотворення їх форми. Ефект збільшення потужності можливий за наявності в пристрої деякого зовнішнього джерела, енергія якого використовується для створення підвищеної потужності на виході. Це джерело керованої енергії, що перетворюється підсилювачем в енергію підсилених сигналів, називається **джерелом живлення**.

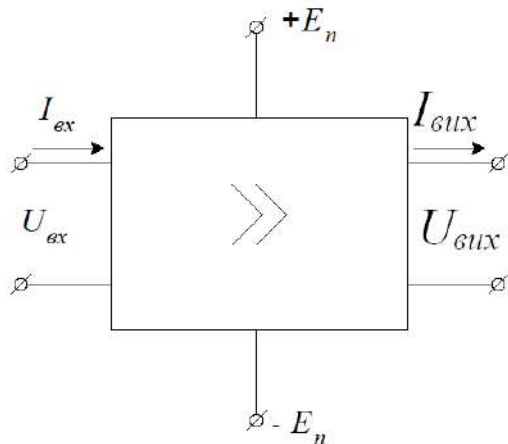


Рисунок 8.1 – Структурна схема електронного підсилювача

Енергія джерела живлення перетворюється в енергію корисного сигналу за допомогою підсилювальних або активних елементів. Пристрій, що є споживачем підсилених сигналів, називають навантаженням підсилювача, а коло підсилювача, до якого навантаження підключене, – вихідним колом або виходом підсилювача. Поток енергії, направленої від джерела живлення в навантаження, управляє вхідний сигнал. Джерело вхідного сигналу, який потрібно підсилити, називається **джерелом сигналу**, або **вхідним джерелом**, а коло підсилювача, в який вводять вхідний сигнал, називається **вхідним колом** або **входом** підсилювача.

Всі підсилювачі можна поділити на два класи – з лінійним і нелінійним режимами роботи.

У підсилювачах з нелінійним режимом роботи пропорційність в передачі миттєвих значень вхідного сигналу відсутня. Після досягнення деякої величини напруги вхідного сигналу при його збільшенні сигнал на виході підсилювача залишається без зміни (обмежується на деякому рівні). Такі підсилювачі знайшли застосування для перетворення вхідного сигналу, наприклад синусоїдального, в імпульсний сигнал (підсилювачі-обмежувачі). Вони використовуються також для підсилення імпульсів (нелінійні імпульсні підсилювачі).

Розподіл підсилювачів за типами зазвичай здійснюють за призначенням підсилювача, характером вхідного сигналу, смугою і абсолютним значенням підсилювальних частот, видом використовуваних активних елементів.

1. За своїм **призначенням** підсилювачі умовно діляться на *підсилювачі напруги, підсилювачі струму і підсилювачі потужності*.

Якщо основна вимога – підсилення вхідної напруги до необхідного значення, то такий підсилювач належить до підсилювачів напруги. Якщо основна вимога – підсилення вхідного струму до потрібного рівня, то такий підсилювач належить до підсилювачів струму. Слід зазначити, що в підсилювачах напруги і підсилювачах струму одночасно відбувається підсилення потужності сигналу (інакше замість підсилювача досить було б застосувати трансформатор). У підсилювачах потужності на відміну від підсилювачів напруги і струму потрібно забезпечити в навантаженні заданий або максимально можливий рівень потужності сигналу.

2. Залежно від **характеру вхідного сигналу** розрізняють *підсилювачі гармонійних* (безперервних) *сигналів* і *підсилювачі імпульсних сигналів*. До першої групи належать пристрої для підсилення безперервних електричних сигналів, гармонійні складові яких змінюються багато повільніше за всі нестационарні процеси в колах підсилювача. До другої групи підсилювачів належать пристрої для підсилення електричних імпульсів різної форми і амплітуди з допустимими спотвореннями їх форми. У цих підсилювачах вхідний сигнал змінюється настільки швидко, що процес встановлення коливальних є визначальними при знаходженні форми вихідного сигналу.

3. **Смуга і абсолютні значення підсилюваних частот.** Залежно від виду АЧХ підсилювачі з лінійним режимом роботи поділяються (рис. 8.2) на підсилювачі сигналу, що поволі змінюється (підсилювачі постійного струму – ППС), підсилювачі звукових частот (ПЗЧ), підсилювачі високої частоти (ПВЧ), широкосмугові підсилювачі (ШСП) і вузькосмугові підсилювачі (ВСП).

Підсилювачі постійного струму призначені для підсилення електричних коливань у межах від нижчої частоти $f_n=0$ до верхньої робочої частоти f_v підсилювача. Головним є те, що вони підсилюють і постійні, і змінні складові вхідного сигналу. Характерна особливість ППС – здатність підсилювати сигнали з нижньою частотою, що наближається до нуля ($f_v \rightarrow 0$). Верхня межа частоти f_v в ППС може становити залежно від призначення $10^3 - 10^8$ Гц.

Підсилювачі змінного струму призначені для підсилення лише змінних складових вхідного сигналу. Залежно від граничних значень робочого діапазону частот підсилювачі змінного струму можуть бути низької і високої частоти. Для підсилювачів низької частоти справедлива нерівність $f_v - f_n > f_n$. У підсилювачах високої частоти підсилення сигналу здійснюється в діапазоні частот, визначуваних нерівністю $f_v - f_n < f_n$. ПЗЧ характеризується частотним діапазоном від десятків герц (f_n) до 15-20 кГц (f_v). ПВЧ мають смугу пропускання від десятків кілогерц до десятків і сотень мегагерц.

За шириною смуги підсилюваних частот виділяють вибірні підсилювачі, що підсилюють електричні сигнали у вузькій смузі частот $f_v/f_n < 1,1$, за межами цієї смуги підсилення різко падає; широкосмугові підсилювачі, що підсилюють електричні сигнали в дуже широкому діапазоні частот $f_v/f_n > 1000$.

ШСП мають нижню межу частоти приблизно таку ж, як ПЗЧ, і верхню – як ПВЧ. На основі ШСП виконуються *лінійні імпульсні підсилювачі*. ВСП характеризуються пропусканням вузької смуги частот.

4. За родом вживаних активних елементів підсилювачі діляться на *транзисторні, магнітні, діодні, лампові, параметричні* та ін.

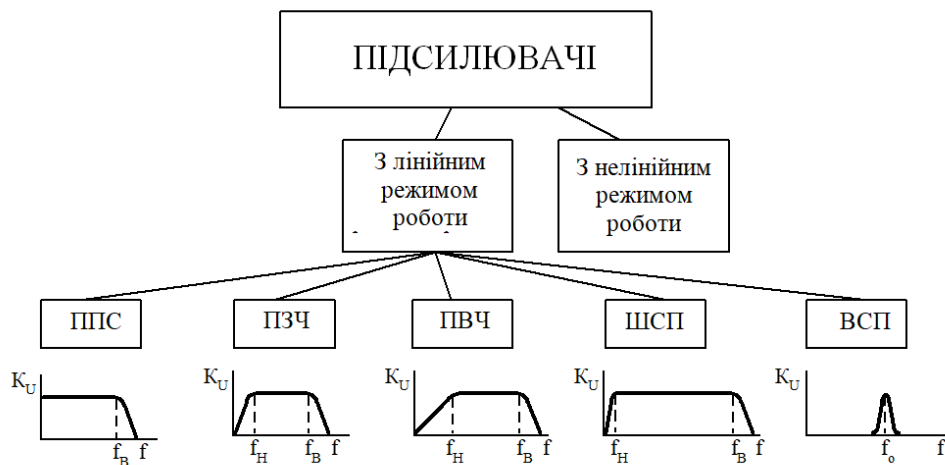


Рисунок 8.2 – Класифікація підсилювачів

Як активні елементи в даний час в підсилювачах використовуються *польові або біполярні транзистори або інтегральні схеми*. Підсилювальні лампи в розробці нової підсилювальної апаратури практично не використовуються. Значно рідше, ніж транзистори і інтегральні схеми, застосовуються активні елементи у вигляді нелінійних ємностей або індуктивностей і спеціальні типи напівпровідникових діодів.

Наведена класифікація розглядає підсилювальні пристрої з різних позицій. Тому для повної характеристики конкретного підсилювача необхідне використання всіх його основних ознак.

Сума відомостей, що характеризують основні властивості підсилювача, називається його показниками.

До основних технічних показників належать:

- вхідні і вихідні дані;
- коефіцієнт підсилення;
- коефіцієнт корисної дії підсилювального пристрою;
- характеристики:
 - амплітудна;
 - амплітудно-частотна;
 - фазо-частотна;
- спотворення форми вихідного сигналу:
- лінійні спотворення: частотні, фазові;
- нелінійні спотворення

Для різних класів підсилювачів одні показники можуть мати основне значення, інші – другорядне.

Вхідними даними підсилювача є:

- значення напруги $U_{вх}$ і струму $I_{вх}$ на вході підсилювача;
- вхідна потужність сигналу $P_{вх}$, при якій підсилювач забезпечує в навантаженні задане значення напруги, струму або потужності;
- вхідний опір підсилювача $Z_{вх}$.

Вхідний опір підсилювача в загальному випадку комплексний, але вхідна напруга, струм і потужність зазвичай визначаються в умовах, коли вхідний опір можна вважати практично активним і рівним $R_{вх}$. Джерело сигналу, що

підключається до входу підсилювача, характеризується величиною ЕРС U_e і внутрішнім опором R_e . При практичному використанні підсилювачів велике значення має співвідношення величин R_e і $R_{вх}$. Якщо $R_e \ll R_{вх}$, то $U_{вх} \approx U_e$. Якщо $R_e \gg R_{вх}$, то $I_{вх} \approx I_e$. Якщо ж $R_{вх}$ і R_e приблизно однакові, то необхідно знати значення їх опорів для того, щоб визначити, який рівень сигналу діятиме безпосередньо на вході підсилювача.

$$I_{вх} = I_e \cdot \frac{R_e}{R_{вх} + R_e}.$$

Для того, щоб забезпечити узгодження каскадів за струмом, необхідно забезпечити умову $R_e \gg R_{вх}$.

При узгодженні каскадів за напругою або за струмом потужність, що передається на вхід подальшого каскаду, дорівнює нулю. При таких узгодженнях або вхідний струм, або вхідна напруга буде дорівнювати нулю, отже, буде дорівнювати нулю в обох випадках і вхідна потужність. Якщо ж необхідно погоджувати каскади за максимумом передаваної потужності, то умови узгодження будуть такими.

Вхідна потужність, що поступає на вхід каскаду, дорівнює $P_{вх} = U_{вх} I$. Підставивши сюди значення $U_{вх}$ і I , отримаємо

$$P_{вх} = \frac{E^2 \cdot R_{вх}}{(R_{вх} + R_e)^2}.$$

Після простих перетворень можна отримати, що екстремум $P_{вх}$ досягається, якщо $R_{вх} = R_e$. При такому співвідношенні між вхідним і вихідним опорами досягається максимум передачі потужності, можна отримати: $P_{вх} = E^2 / 4R_{вх}$ або $P_{вх} = P_e / 2$.

До вихідних даних підсилювача належать: потужність $P_{вих}$, що віддається підсилювачем в навантаження; значення вихідної напруги $U_{вих}$ і струму $I_{вих}$; вихідний опір підсилювача, який в загальному випадку комплексний, але вихідна напруга, струм і потужність також зазвичай визначаються в умовах, при яких вихідний опір можна вважати практично активним і рівним $R_{вих}$. Опір навантаження підсилювача в загальному випадку позначається R_n . Для практичного використання підсилювачів велике значення має співвідношення величин $R_{вих}$ і R_n , аналогічне співвідношенню величин R_e і $R_{вх}$ у вхідному колі. Очевидно, якщо $R_n \gg R_{вих}$, то у вихідному колі забезпечується узгодження за напругою, а при $R_n \ll R_{вих}$ – режим узгодження за струмом. При рівності цих величин забезпечується максимальна передача потужності в навантаження.

Коефіцієнт підсилення є одним з основних показників підсилювача. Залежно від цільового призначення підсилювача розрізняють коефіцієнти підсилення потужності, напруги і струму. Коефіцієнт підсилення потужності K_p показує, у скільки разів потужність $P_{вих}$, що віддається підсилювачем в навантаження, більше потужності $P_{вх}$, що підводиться до його входу, $K_p = P_{вих} / P_{вх}$.

Коефіцієнт підсилення напруги, зазвичай просто коефіцієнтом підсилення підсилювача K_U , є відношенням сталого значення напруги сигналу на виході до напруги сигналу на вході підсилювача $K_U = U_{вих} / U_{вх}$.

Коефіцієнт підсилення струму – це відношення сталого значення струму на виході до струму сигналу на вході підсилювача $K_I = I_{вих} / I_{вх}$. Коефіцієнти

підсилення напруги і струму є величинами комплексними, оскільки через наявність у схемах підсилювача і навантаження реактивних складових опору вихідні напруга і струм зсуваються за фазою щодо вхідних. Визначимо значення модуля і аргументу для коефіцієнта підсилення напруги:

$$K = \frac{U_{\text{вих}} \cdot e^{j\varphi_{\text{вих}}}}{U_{\text{вх}} \cdot e^{j\varphi_{\text{вх}}}} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} \cdot e^{j(\varphi_{\text{вих}} - \varphi_{\text{вх}})}$$

або

$$K = K_m \cdot e^{j\varphi},$$

де $K_m = (U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}_m})$ – модуль коефіцієнта підсилення;

$\varphi = (\varphi_{\text{вих}} - \varphi_{\text{вх}})$ – кут зміщення фаз між вихідною і вхідною напругою.

Коефіцієнт підсилення сучасного підсилювача може бути дуже великим і в безрозмірних одиницях виражатиметься досить громіздким числом. Тому часто користуються коефіцієнтом підсилення, вираженим в логарифмічних одиницях – децибелах (дБ).

Одиницею логарифмічної шкали є децибел – десята частина десяткового логарифма відношення потужностей на виході і на вході підсилювача, тобто

$$K_{\text{дБ}} = 10 \lg K_p.$$

Оскільки потужність P пропорційна квадрату напруги або струму, то для відповідних коефіцієнтів підсилення формули для переведення відносних величин в логарифмічні мають вигляд

$$K_{U\text{дБ}} = 20 \lg K_U$$

$$K_{I\text{дБ}} = 20 \lg K_I$$

Корисно пам'ятати, що подвоєння коефіцієнта підсилення K означає збільшення цього показника в децибелах $K_{\text{дБ}}$ на 6дБ, а збільшення K в 10 разів – збільшення $K_{\text{дБ}}$ на 20 дБ.

Коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення окремих каскадів

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_N,$$

де N – число каскадів підсилювача.

Коефіцієнт підсилення такого підсилювача, виражений в децибелах, визначається формулою

$$K_{\text{дБ}} = K_{\text{дБ}1} + K_{\text{дБ}2} + \dots + K_{\text{дБ}N}.$$

Фазові зміщення, обумовлені окремими каскадами багатокаскадного підсилювача, додаються:

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_N.$$

2. Будова та принцип роботи підсилювача

Структурна схема типового підсилювача наведена на рис.8.3. Частина схеми, що представляє один ступінь підсилення, називається *підсилювальним каскадом*.

Розглянемо призначення основних вузлів підсилювального пристрою.

Вхідний пристрій здійснює передачу вхідного сигналу від джерела у вхідне коло першого підсилювального каскаду. Застосовується вхідний пристрій у тому випадку, коли безпосереднє підключення джерела сигналу до входу підсилювача неможливе або недоцільне, а також для узгодження

електричних характеристик джерела вхідного сигналу і вхідного кола підсилювача. Вхідний пристрій може застосовуватися, наприклад, тільки для розділення постійних складових джерела сигналу і вхідного кола підсилювача.

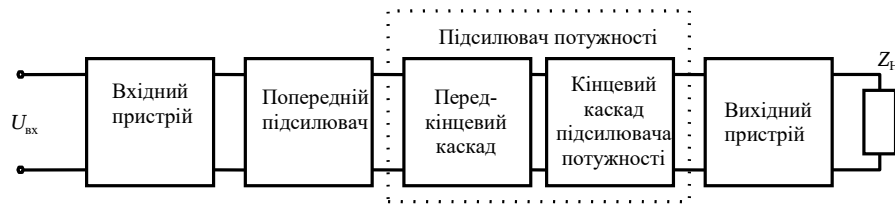


Рисунок 8.3. Структурна схема підсилювача

Каскад попереднього підсилення призначений для підсилення напруги, струму і потужності сигналу до значення, необхідного для подачі на вхід підсилювача потужності. Кількість каскадів попереднього підсилення визначається необхідним підсиленням. Зазвичай в попередньому підсилювачі здійснюється необхідна обробка вхідного сигналу, наприклад, регулювання підсилення, фільтрація вхідного сигналу і т.п.

Каскад підсилення потужності повинен забезпечити подачу в навантаження заданої потужності сигналу при мінімальних спотвореннях його форми.

Дуже часто між каскадами попереднього підсилення і каскадом підсилення потужності включається так званий передкінцевий каскад, завдання якого полягає в забезпеченні нормального функціонування підсилювача потужності. Передкінцевий каскад у вигляді фазоінверсного каскаду забезпечує роботу двотактного підсилювача потужності.

Вихідний пристрій передає підсилений сигнал від каскаду підсилення потужності в навантаження. Застосовується у тому випадку, коли безпосереднє підключення навантаження до виходу підсилювача неможливе або недоцільне.

Режим роботи підсилювача визначається початковим положенням робочої точки (точки спокою) на прохідній динамічній характеристиці підсилювального елементу, тобто на характеристиці залежності вихідного струму підсилювального елементу від ЕРС вхідного сигналу. Точка спокою визначає величину струмів і напруги на виводах підсилювального елементу за відсутності вхідного сигналу.

Розрізняють три основні режими роботи підсилювального елементу – *A*, *B*, *C* (рис. 8.4).

У режимі *A* робоча точка *O* вибирається на середині лінійної ділянки прохідної динамічної характеристики. Вихідний сигнал, як впливає з рис. 8.4, *a*, практично повторює форму вхідного сигналу при відносно невеликій величині останнього. Нелінійні спотворення при цьому мінімальні. Струм у вихідному колі існує протягом всього періоду вхідного сигналу. При цьому середнє значення вихідного струму велике порівняно з амплітудою (або діючим значенням) його змінної складової. Тому ККД підсилювального каскаду невисокий – 20...30 %.

У режимі *B* робоча точка *O* вибирається так, щоб струм через підсилювальний елемент протікав тільки протягом половини періоду вхідного сигналу (рис. 8.4, *б*). Підсилювальний елемент працює з так званою відсічкою.

Кут, що відповідає моменту припинення струму, називається кутом відсічки і позначається через θ . При роботі в режимі B кут відсічки 90° . Струм спокою через наявність нижнього вигину прохідної характеристики не дорівнює нулю, і форма вихідного струму спотворюється щодо вхідного. У кривій струму з'являються вищі гармоніки, що приводить до збільшення нелінійних спотворень порівняно з режимом A . Середнє значення вихідного струму зменшується, внаслідок чого ККД підсилювача досягає 60...70 %.

У режимі C робоча точка O вибирається так, щоб кут відсічки був $\theta < 90^\circ$ (рис. 8.4, в). У цьому режимі забезпечується ККД до 80...85 %. Проте високий рівень лінійних спотворень істотно обмежує застосування його для підсилення коливань.

Існує проміжний режим AB , коли робоча точка O вибирається на прохідній характеристиці нижче, ніж в режимі A , але вище, ніж в режимі B (однак ближче до режиму B). Тому і показники цього режиму мають проміжне значення між режимами A і B – ККД 40...50 % при невисокому рівні нелінійних спотворень.

Під *спотворенням* в підсилювачах розуміють зміну форми вихідного сигналу щодо вхідного в процесі підсилення (виключаючи зміну масштабу, тобто рівня вихідного сигналу). Спотворення, що виявляються при підсиленні сигналів низького рівня і викликані впливом тільки реактивних елементів схеми, називаються лінійними. До них належать *частотні і фазові*.

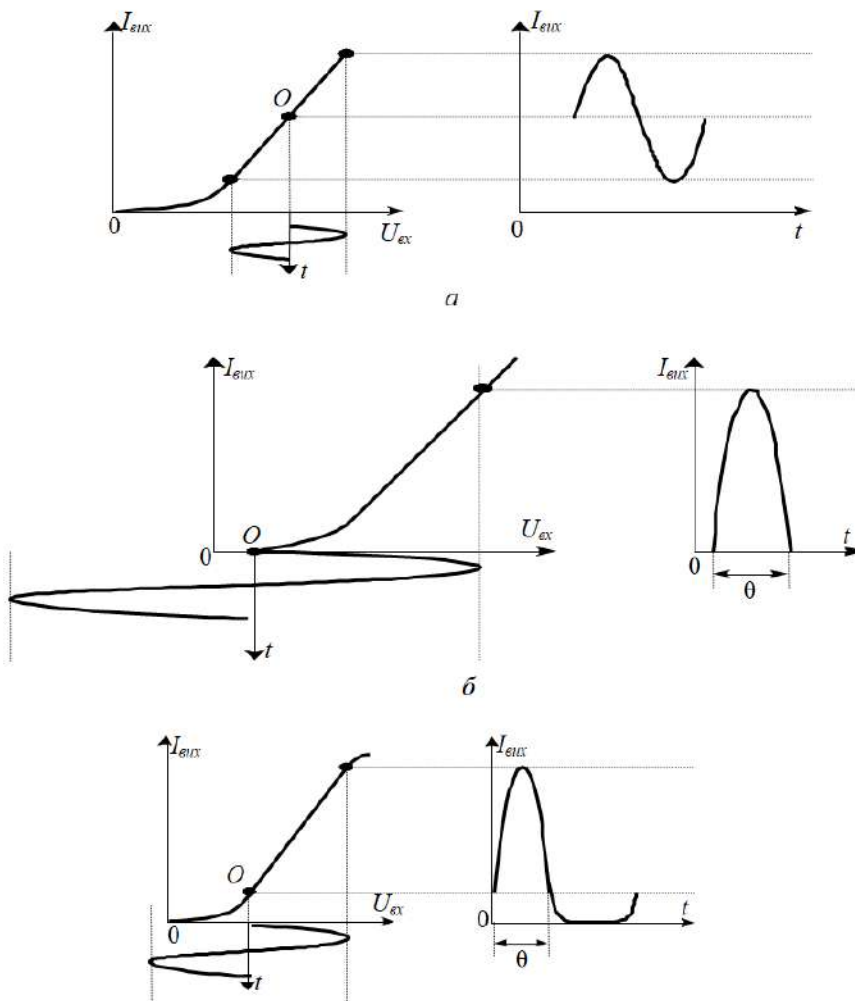


Рисунок 8.4 – Положення робочої точки підсилювача для різних режимів роботи

3. Зворотний зв'язок у електронних підсилювачах

Зворотним зв'язком називають передачу всієї або частини енергії підсиленого сигналу з виходу підсилювача або окремого каскаду на вхід підсилювача. *Зворотний зв'язок* може бути внутрішнім, тобто виникаючим завдяки особливостям конструкції і фізичним властивостям підсилювальних елементів, і зовнішнім, навмисно створюваним у схемі для додання підсилювачу певних властивостей і функціональних особливостей.

Зворотний зв'язок може виникнути всупереч бажанню конструктора через наявність у схемі певних зв'язків між каскадами. Такий зворотний зв'язок називається *паразитним*.

Елементи схеми, що створюють зворотний зв'язок, утворюють *коло зворотного зв'язку*. Коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку зазвичай позначається β . Коло зворотного зв'язку спільно з частиною схеми підсилювача, яку вона охоплює, *утворює петлю зворотного зв'язку* або *контур зворотного зв'язку*. Залежно від числа петель зворотного зв'язку в підсилювачі зворотний зв'язок може бути одно- або багатоконтурним.

Якщо напруга зворотного зв'язку ($U_{зз}$) пропорційна до вихідної напруги підсилювача, то зворотний зв'язок такого вигляду називається *зворотним зв'язком за напругою* (рис. 8.5).

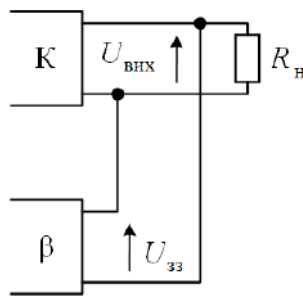


Рисунок 8.5 – Зворотний зв'язок за напругою

При цьому можна передавати всю вихідну напругу на вхід схеми або тільки частину її, використовуючи подільник напруги, що підключається паралельно навантаженню. У цьому випадку опори резисторів подільника напруги повинні бути істотно вищими за опір навантаження для того, щоб не зменшувати струм через навантаження.

Якщо напруга $U_{зз}$ зворотного зв'язку пропорційна до струму в навантаженні підсилювача, то зворотний зв'язок такого вигляду називається *зворотним зв'язком за струмом* (рис. 8.6).

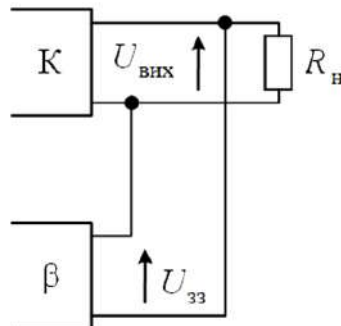


Рисунок 8.6 – Зворотний зв'язок за струмом

Для того, щоб отримати напругу $U_{зз}$, потрібно використовувати резистор R , що включається послідовно з навантаженням. У такому разі опір цього резистора повинен бути значно менший опору навантаження для того, щоб не зменшувати напругу на навантаженні. Крім того, потужність цього резистора повинна бути достатньою для пропускання великого вихідного струму підсилювача.

Крім того, можливий *комбінований* або *змішаний зворотний зв'язок*, при якому напруга зворотного зв'язку має складові, пропорційні як до напруги на навантаженні, так і до струму в ній (рис. 8.7).

Для того, щоб визначити, який зворотний зв'язок присутній в підсилювальному каскаді, можна провести уявні експерименти, закоротивши навантаження (режим короткого замикання на виході) або розриваючи коло навантаження (режим холостого ходу підсилювача) і визначаючи, діє чи ні зворотний зв'язок в даних випадках. У режимі короткого замикання на виході зворотний зв'язок за напругою відсутній, а в режимі холостого ходу не діє зворотний зв'язок за струмом. Якщо ж в обох випадках сигнал зворотного зв'язку відмінний від нуля, то такий зворотний зв'язок є комбінованим (змішаним).

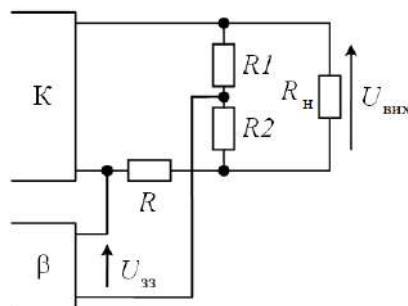


Рисунок 8.7 – Комбінований зворотний зв'язок

Якщо вихід кола зворотного зв'язку підключається до входу підсилювача послідовно з джерелом вхідного сигналу, то зворотний зв'язок такого типу називається послідовним (рис. 8.8).

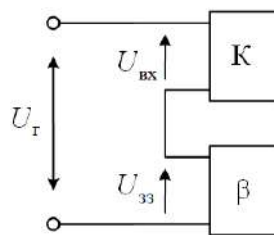


Рисунок 8.8 – Послідовний зворотний зв'язок

Якщо ж вихід кола зворотного зв'язку і джерело вхідного сигналу підключені до входу підсилювача паралельно, то зв'язок називають паралельним (рис. 8.9).

У разі, коли коливання джерела сигналу і коливання, що поступають через коло зворотного зв'язку, співпадають за фазою, зворотний зв'язок називається *позитивним*, якщо ж ці коливання знаходяться в протифазі – то *негативним*.

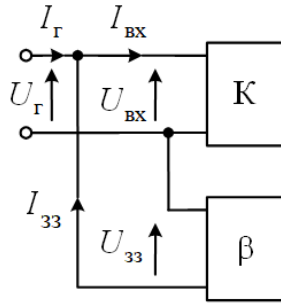


Рисунок 8.9 – Паралельний зворотний зв'язок

У підсилювальних пристроях для поліпшення їх показників застосовується в основному негативний зворотний зв'язок. Позитивний зворотний зв'язок знаходить застосування тільки в спеціальних типах підсилювачів і в генераторах.

Розглянемо вплив зворотного зв'язку на коефіцієнт підсилення на прикладі послідовного зворотного зв'язку за напругою (рис. 8.10).

Коефіцієнт підсилення підсилювача при розімкненому колі зворотного зв'язку $K = U_{вих} / U_{вх}$. Коефіцієнт підсилення схеми при замкнутому колі зворотного зв'язку визначиться так:

$$K_{зз} = U_{вих} / U_{Г}$$

Коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку для схеми на рис. 8.10 $\beta = U_{зз} / U_{вих}$.

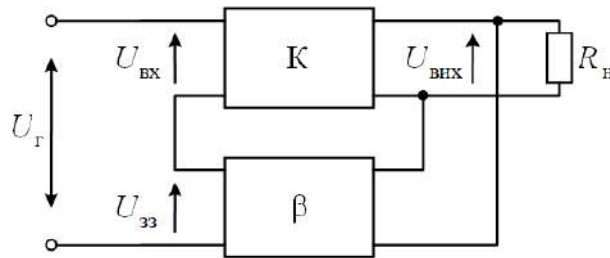


Рисунок 8.10 – Структурна схема підсилювача із зворотним зв'язком

Для вхідного кола підсилювача при прийнятих напрямках миттєвих значень напруги можна записати

$$U_{\Sigma} = U_{вх} + U_{зз} = U_{вх}(1 + U_{зз} / U_{вх}) = U_{вх}(1 + \beta K).$$

Коефіцієнт підсилення схеми із замкнутим колом зворотного зв'язку:

$$K_{зз} = \frac{U_{вих}}{U_{\Sigma}} = \frac{K}{1 + \beta K}.$$

У загальному випадку величини K і β є величинами комплексними: $K = K_m e^{j\varphi_K}$, $\beta = \beta_m e^{j\varphi_\beta}$, де K_m і β_m – модулі коефіцієнта підсилення підсилювача і коефіцієнта передачі кола зворотного зв'язку відповідно, φ_K і φ_β – фазові зміщення напруги сигналу, що вносяться відповідно підсилювачем і колом зворотного зв'язку. Добуток βK називається фактором кола зворотного зв'язку, або петлевым підсиленням.

Тоді

$$K_{зз} = \frac{K_m e^{j\varphi_K}}{1 + \beta_m K_m e^{j\varphi_\beta}},$$

де $\varphi = \varphi_k + \varphi_\beta$

Звідси можна визначити модуль коефіцієнта підсилення підсилювача, охопленого зворотним зв'язком

$$K_{zz} = \frac{K}{\sqrt{1 - 2\beta K \cos \varphi + \beta^2 K^2}}$$

Якщо підсилювач охоплений негативним зворотним зв'язком, то $\varphi = 180^\circ$ і $\cos \varphi = -1$. Тоді модуль коефіцієнта підсилення, який позначимо K_{0zz} , буде дорівнювати

$$K_{0zz} = \frac{K}{1 + \beta K}.$$

При позитивному зворотному зв'язку $\varphi = 0^\circ$ і $\cos \varphi = 1$, отже, модуль коефіцієнта підсилення, який позначимо $K_{нzz}$:

$$K_{нzz} = \frac{K}{1 - \beta K}.$$

Отже, негативний зворотний зв'язок зменшує модуль коефіцієнта підсилення в $(1 + \beta K)$ раз при будь-якій величині βK . Вираз $(1 + \beta K)$ в підсилювачах з негативним зворотним зв'язком називають *глибиною зворотного зв'язку*.

При $\beta K < 1$ позитивний зворотний зв'язок підвищує коефіцієнт підсилення. Це властивість позитивного зворотного зв'язку використовується в спеціальних типах підсилювачів.

При $\beta K = 1$ модуль коефіцієнта підсилення підсилювача з позитивним зворотним зв'язком прагне до нескінченності, що фізично відповідає переходу підсилювача в режим генерації синусоїдальних коливань. Якщо $\beta K > 1$, то синусоїдальні коливання на виході генератора весь час зростають і, нарешті, через обмеження вихідної напруги генератор переходить в режим формування прямокутних коливань. У такому режимі роботи генератор іноді називають автоколивальним мультивібратором.

Якщо коефіцієнт підсилення підсилювача прагне до нескінченності ($K \rightarrow \infty$), то коефіцієнт підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком визначається не параметрами підсилювача, а тільки елементами зворотного зв'язку:

$$K_{zz} = \frac{1}{\beta}$$

Такий же результат бачимо, якщо в підсилювач введено глибокий зворотний зв'язок, тобто $\beta K \gg 1$.

Одночасно зі зменшенням коефіцієнта підсилення, з введенням негативного зворотного зв'язку підвищується його стабільність від дії різних дестабілізуючих чинників. До дестабілізуючих чинників належать зміна температури навколишнього середовища, старіння і заміна підсилювальних елементів та інших компонентів схеми, зміна напруги живлення і т.д.

Тема 9

Підсилювачі змінної напруги

1. Аналіз схеми зі спільним емітером та термокомпенсацією робочої точки підсилювача

Існує багато варіантів виконання схеми підсилювального каскаду на транзисторі зі СЕ. Це обумовлено головним чином особливостями завдання режиму спокою каскаду. Особливості підсилювальних каскадів СЕ розглянемо на прикладі схеми рис. 9.1, що отримала найбільше застосування при реалізації каскаду на дискретних компонентах.

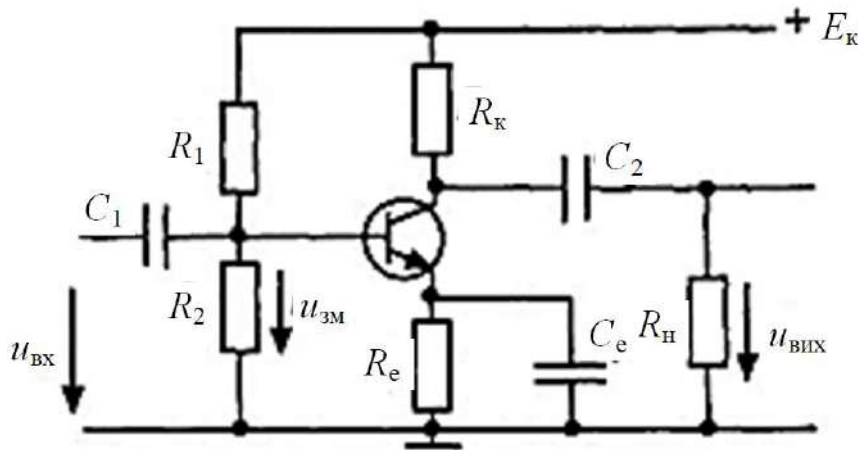


Рисунок 9.1 – Схема підсилювального каскаду СЕ

Основними елементами схеми є джерело живлення E_K , керований елемент – транзистор і резистор R_H . Ці елементи утворюють головне коло підсилювального каскаду, в якому за рахунок протікання керованого по колу бази колекторного струму створюється підсилена змінна напруга на виході схеми. Решта елементів каскаду виконує допоміжну роль. Конденсатори C_1 , C_2 є розділовими. Конденсатор C_1 виключає шунтування вхідного кола каскаду колом джерела вхідного сигналу за постійному струму, що дозволяє, по-перше, виключити протікання постійного струму через джерело вхідного сигналу по колу $E_K - R_1 -$ джерело і, по-друге, забезпечити незалежність від внутрішнього опору джерела напруги на базі $U_{б\text{сн}}$ в режимі спокою. Функція конденсатора C_2 зводиться до пропускання в коло навантаження змінної складової напруги і затримання постійної складової.

Резистори R_1 , R_2 використовуються для задання режиму спокою каскаду. Оскільки біполярний транзистор управляється струмом, струм спокою керованого елементу (в даному випадку струм $I_{к\text{сн}}$) створюється завданням відповідної величини струму бази спокою $I_{б\text{сн}}$. Резистор R_1 призначений для створення кола протікання струму $I_{б\text{сн}}$. Спільно з R_2 резистор R_1 забезпечує початкову напругу на базі $U_{б\text{сн}}$ щодо затискача «+» джерела живлення.

Резистор R_E є елементом негативного зворотного зв'язку, призначеним для стабілізації режиму спокою каскаду при зміні температури. Конденсатор C_E шунтує резистор R_E за змінним струмом, виключаючи тим самим прояв негативного зворотного зв'язку в каскаді за змінними складовими. Відсутність конденсатора C_E привела б до зменшення коефіцієнтів підсилення схеми.

Назва схеми «Зі спільним емітером» означає, що вивід емітера транзистора за змінним струмом є спільним для вхідного і вихідного кіл каскаду.

Температурна залежність параметрів режиму спокою обумовлюється залежністю колекторного струму спокою $I_{к\text{сп}}$ від температури. Основними причинами такої залежності є зміни від температури початкового струму колектора $I_{к0}$, напруги $U_{бе}$ і коефіцієнта β . Температурна нестабільність вказаних величин приводить до прямої залежності струму $I_{к\text{сп}}$ від температури. За відсутності заходів щодо стабілізації струму $I_{к\text{сп}}$ його температурні зміни викликають зміну режиму спокою каскаду, що може привести до роботи каскаду в нелінійній області характеристик транзистора і спотворення форми кривої вихідного сигналу. Вірогідність появи спотворень підвищується зі збільшенням амплітуди вихідного сигналу.

Прояв негативного зворотного зв'язку і його стабілізуючої дії на струм $I_{к\text{сп}}$ можна показати безпосередньо на схемі рис. 9.1. Припустимо, що під впливом температури струм $I_{к\text{сп}}$ збільшився. Це проявляється у збільшенні струму $I_{е\text{сп}}$, підвищенні напруги $U_{е\text{сп}} = I_{е\text{сп}} \cdot R_e$ і, відповідно, у зниженні напруги $U_{бе\text{сп}} = U_{б\text{сп}} - U_{е\text{сп}}$. Струм бази $I_{б\text{сп}}$ зменшується, викликаючи зменшення струму $I_{к\text{сп}}$, чим перешкоджає збільшенню струму $I_{е\text{сп}}$. Іншими словами, стабілізуюча дія негативного зворотного зв'язку, що створюється резистором R_e , виявляється в тому, що температурні зміни параметрів режиму спокою передаються колом зворотного зв'язку в протифазі на вхід каскаду, перешкоджаючи тим самим зміні струму $I_{к\text{сп}}$, а отже, і напрузі $U_{ке\text{сп}}$.

Принцип дії каскаду СЕ полягає в наступному. За наявності постійних складових струмів і напруги в схемі подача на вхід каскаду змінної напруги приводить до появи змінної складової струму бази транзистора, і отже, змінної складової струму у вихідному колі каскаду (у колекторному струмі транзистора). За рахунок падіння напруги на резисторі R_k створюється змінна складова напруги на колекторі, яка через конденсатор C_2 передається на вихід каскаду – в коло навантаження.

2. Схема зі спільною базою (повторювач струму)

Схема каскаду СБ наведена на рис. 9.2. Його елементи E_e , R_e призначені для задання струму $I_{ен}$ у режимі спокою. Решта елементів каскаду виконують ті ж функції, що і в схемі СЕ. В принципі реалізація схеми СБ допускає використання і спільного джерела живлення E_k .

Малий вхідний опір є істотним недоліком каскаду СБ, оскільки цей каскад створює велике навантаження для джерела вхідного сигналу.

При розгляді статичних характеристик транзистора наголошувалося, що в схемі СБ вихідні характеристики відрізняються більшою лінійністю, а транзистор може використовуватися при більшій колекторній напрузі, ніж в схемі СЕ. Відповідно до цього застосування каскаду СБ буде цілком виправдане при необхідності набуття підвищених значень вихідної напруги, коли каскад СЕ не може бути застосований зважаючи на неможливість використання транзистора за напругою або недостатній лінійності характеристик. Підсилювальний каскад СБ при цьому служить як вихідний

каскад підсилювача, а каскад СК – як передвихідний каскад. Каскад СК представлятиме для каскаду СБ джерело вхідного сигналу з малим внутрішнім (вихідним) опором, що важливо для застосування каскаду СБ.

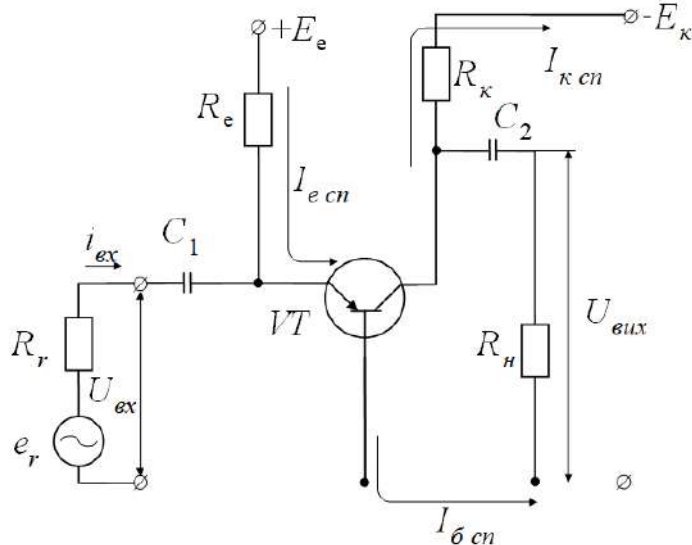


Рисунок 9.2 – Схема підсилювального каскаду СБ

Тема 10

Електронні підсилювачі низької частоти

1. Попередні каскади підсилення

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

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n$$

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

Вихідні каскади – кінцеві – зазвичай є підсилювачами потужності або струму.

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.

Вихідна напруга $U_{вих}$ подається на навантаження, яким зазвичай є наступний каскад підсилення. За такої побудови підсилювача його навантаженням (корисним) є не резистор R , а вхідний опір наступного (наприклад, такого ж) каскаду підсилення.

В залежності від функцій, що виконують підсилювальні каскади, їх розділяють на каскади попереднього підсилення та вихідні каскади. Каскади попереднього підсилення, як правило, збільшують рівень сигналів за напругою, а вихідні каскади використовують для отримання необхідного струму або потужності сигналу на навантаженні. Схеми підсилювачів характеризуються великою різноманітністю: це і різна кількість використаних компонентів, різні режими роботи транзисторів і ін. Але принцип побудови головних кіл підсилюючих каскадів однаковий для усіх схем.

Принцип побудови та роботи різних каскадів покажемо на прикладі структурної схеми (рис. 10.1) для підсилюючих каскадів на одному транзисторі.

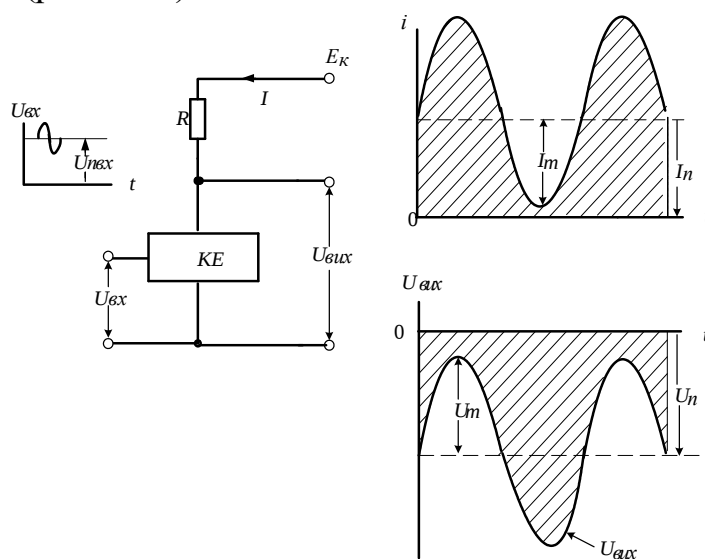


Рисунок 10.1 – Принцип побудови та часові діаграми підсилювального каскаду

Основними елементами каскаду є керуючий елемент KE , функцію якого виконує транзистор (біполярний або польовий) та резистор R . Разом з напругою

джерела живлення E_k ці елементи створюють *вихідне коло каскаду*. Сигнал $U_{вх}$, наприклад синусоїдний, подається на вхід КЕ. Вихідний сигнал $U_{вих}$ знімається з виходу КЕ, або з резистора R . Вихідний сигнал створюється в результаті зміни внутрішнього опору КЕ i , таким чином, зміни струму I в вихідному колі під впливом вхідної напруги.

Процес підсилення ґрунтується на перетворенні енергії джерела постійної напруги E_k в енергію змінної напруги в вихідному колі за рахунок зміни внутрішнього опору КЕ за законом, що задається вхідним сигналом.

Для підсилюючих каскадів, що живляться від джерела постійної напруги E_k , важливо виявити суть одержання змінної вихідної напруги (або приростів напруги обох знаків на виході) при змінній напрузі на вході.

В зв'язку з тим, що для живлення використовується джерело постійного струму, струм в вихідному колі каскаду є однонаправленим. При цьому змінний струм та напругу в вихідному колі (які пропорційні струму та напрузі вхідного кола) необхідно розглядати як змінні складові сумарних струму та напруги, що накладаються на їх постійні складові I_n , U_n (рис. 9.2). При цьому обов'язково повинна виконуватися умова, щоб амплітудні значення змінних складових не перевищували постійні складові, тобто, повинно бути:

$$I_n > I_{зм}, U_n > U_{зм}.$$

Якщо дана умова не буде виконана, то струм в вихідному колі на окремих інтервалах буде дорівнювати нулю, що приведе до викривлення форми вихідного сигналу. З цього можливо зробити такий висновок: для забезпечення роботи підсилювального каскаду при змінному вхідному сигналі в його вихідному колі повинні бути створені постійні складові струму $I_{сп}$ та напруги $U_{сп}$.

Вказана умова вирішується шляхом подачі у вхідне коло каскаду окрім сигналу, котрий необхідно підсилити, відповідної величини постійної напруги $U_{вх.сп}$ (або відповідного постійного вхідного струму $I_{вх.сп}$).

Постійні складові струму та напруги визначають так званий *режим спокою* каскаду підсилення. Параметри режиму спокою вхідного кола ($I_{вх.сп}$, $U_{вх.сп}$) та вихідного кола ($I_{сп}$, $U_{сп}$) характеризують електричний стан схеми при відсутності вхідного сигналу.

Таким чином, підсилювальні властивості каскадів підсилення базуються на тому, що при подачі на керуючий елемент КЕ напруги вхідного сигналу в струмі вихідного кола створюється змінна складова, в результаті на КЕ створюється аналогічна складова напруги, що значно перевищує змінну складову напруги на вході підсилювача.

Підсилювальні властивості проявляються тим сильніше, чим більший вплив вхідного сигналу на вихідний струм керованого елемента та чим більше проявляється вплив зміни струму в вихідному колі на зміни напруги на керуючій елементі (тобто, чим більше опір резистора R).

2. Однотактний вихідний підсилювач потужності

Схеми вихідних каскадів поділяються на одно- і двотактні, трансформаторні і безтрансформаторні.

Найпростішим підсилювачем потужності є однотактний підсилювач потужності з трансформаторним виходом (рис.10.2,а). Транзистор в однотактному підсилювачі потужності вмикають по схемі з загальним емітером. Він працює в режимі класу А. Початкове зміщення на базі транзистора задають резистори $R_{\phi 1}$ і $R_{\phi 2}$. Понижуючий трансформатор Tr узгоджує високий вихідний опір підсилювача $R_{вих}$ з низьким опором навантаження R_H і формує струм у навантаженні.

Для колекторного кола транзистора трансформатор створює активне навантаження, рівне опору навантаження R_H зведеному до первинної обмотки трансформатора

$$R' = k^2 R,$$

де k - коефіцієнт трансформації трансформатора.

Коефіцієнт трансформації визначається співвідношенням числа витків первинної w_1 і вторинної w_2 обмоток трансформатора:

$$k = \frac{w_2}{w_1}.$$

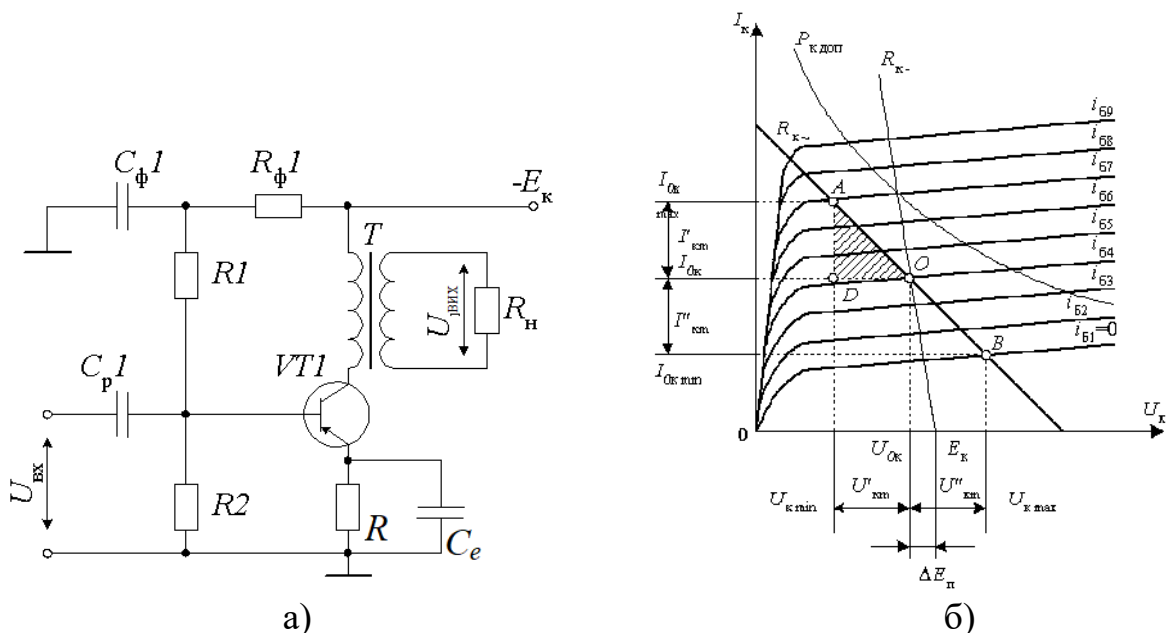


Рисунок 10.2 – Схема однотактного трансформаторного підсилювача потужності (а) і графічне пояснення роботи (б).

Змінюючи коефіцієнт трансформації, можна забезпечити умову рівності опорів $R_{вих} = R_H$. Узгодженому режиму роботи підсилювача відповідає коефіцієнт трансформації

$$k = \sqrt{\frac{R_{вих}}{R_H}}.$$

За допомогою резистора R_e здійснюється стабілізація роботи каскаду при зміні температури. Конденсатор C_e шунтує резистор R_e для змінної складової струму, що не зменшує коефіцієнт підсилення.

Особливості роботи однотактного підсилювача потужності ілюструє рис.10.2, б. На рисунку зображена сім'я вихідних статичних характеристик транзистора. Там же показана лінія гранично допустимої потужності транзистора $P_{к.мах}$, що має форму гіперболи. Разом з прямими гранично допустимих значень струму $I_{к.мах}$ і напруги $U_{к.мах}$ вона обмежує робочу область характеристик. Положення навантажувальної прямої АВ визначається напругою колекторного живлення E_k та величиною опору R_n . Їх вибирають так, щоб площа між навантажувальною прямою і осями координат була максимальною, а сама пряма не виходила за межі робочої області. Положення робочої точки Р при відсутності вхідного сигналу вибирається на середині навантажувальної прямої.

В процесі роботи однотактного підсилювача потужності з трансформаторним виходом через первинну обмотку трансформатора протікає постійна складова колекторного струму $I_{к0}$, що викликає додаткове намагнічування осердя трансформатора. Постійне підмагнічування осердя негативно позначається на роботі трансформатора і приводить до додаткових нелінійних спотворень сигналу.

Тема 11

Підсилювачі з гальванічними зв'язками

1. Підсилювачі постійного струму прямого підсилення

Підсилювачами постійного струму (ППС) називаються підсилювачі, що працюють в діапазоні частот від $f_H=0$ до деякої частоти f_B . Іншими словами, вони можуть підсилювати постійні і повільно змінні напруги. АЧХ таких підсилювачів наведена на рис. 11.1.

ППС знаходять найширше застосування в системах автоматичного регулювання, управління, вимірювальних приладах для підсилення сигналів датчиків і перетворювачів неелектричних величин. На основі ППС виконуються схеми інтегральних операційних підсилювачів, які використовуються в різних електронних пристроях.

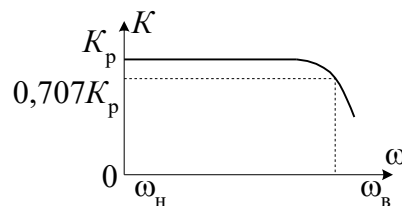


Рисунок 11.1 – Амплітудно-частотна характеристика ППС

За принципом дії ППС поділяються на:

- ППС прямого підсилення;
- ППС з попереднім перетворенням постійного струму в змінний

Підсилювачі постійного струму повинні забезпечувати підсилення як змінної, так і постійної складової вхідного сигналу. У зв'язку з цим для міжкаскадного зв'язку в ППС застосовуються елементи, опори яких в широкому діапазоні частот від $f_H=0$ і вище залишаються практично незмінними. В якості таких елементів можуть бути використані резистори, стабілітрони, діоди. Застосовується також безпосереднє приєднання виходу попереднього каскаду до входу наступного. Проте при будь-якому такому способі з'єднання каскадів видно, що висока вихідна постійна напруга попереднього каскаду безпосередньо подається на базу наступного. Це не тільки може привести до зміни його зміщення, але і, можливо, до виходу з ладу транзистора. Тому в схемах ППС прямого підсилення необхідно або зменшувати напругу на базі наступного каскаду (рис. 11.2), або збільшувати напругу на його емітері.

Безпосереднє зменшення напруги на базі наступного транзистора за допомогою резистивного подільника напруги недоцільно (рис. 11.2, а), оскільки в цьому випадку в стільки ж разів зменшується сумарний коефіцієнт підсилення всієї схеми. Для того, щоб цього не відбувалося, можна в якості верхнього плеча подільника напруги включати джерело ЕРС або стабілітрон (рис. 10.2, б, в) або в нижнє плече - джерело струму (рис. 11.2, г).

Для збільшення напруги на емітері наступного транзистора можна в його емітерний коло включити резистор R_e . Це приведе до того, що в схемі виникне негативний зворотний зв'язок, який, звичайно, також зменшує коефіцієнт підсилення схеми. Позбавитися від нього за допомогою шунтуючого

конденсатора, як це було в емітерній стабілізації, неможливо, оскільки цей зворотний зв'язок завжди діє за постійним струмом. Щоб послабити вплив цього зворотного зв'язку, можна зменшити значення резистора R_e , пропускаючи через нього додатковий струм від джерела живлення. Крім того, можна використовувати схему із стабілітроном в колі емітера або з додатковим джерелом напруги. Таке включення стабілітрона краще через те, що струм емітера істотно більше струму бази, і стабілітрон працює в кращому режимі.

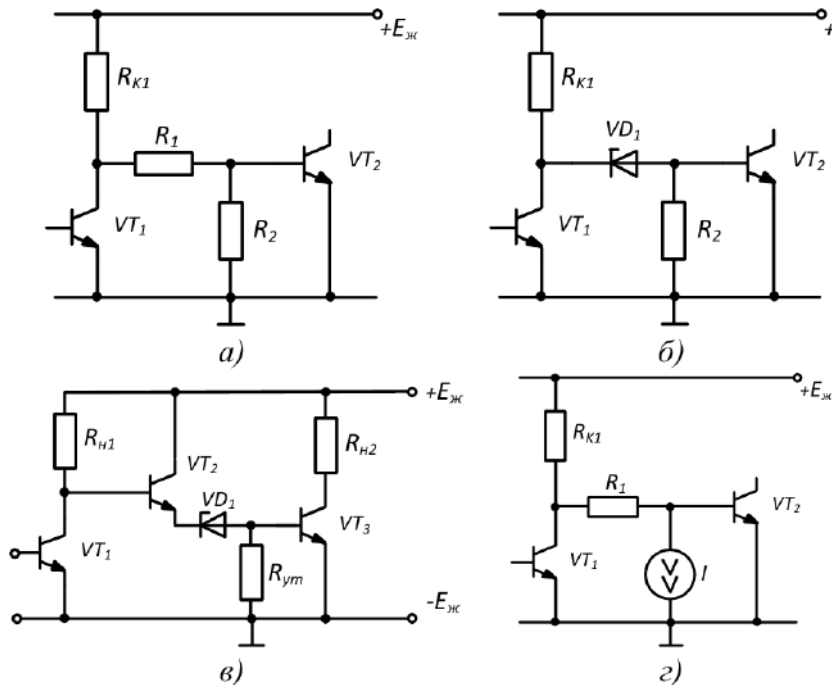


Рисунок 11.2 – ППС прямого підсилення

Схеми підсилювачів постійного струму на польових транзисторах виконуються аналогічно схемам ППС на біполярних транзисторах.

2. Балансні схеми ППС

Балансні ППС будуються на основі чотириплечого моста з паралельним балансом, схему якого наведено на рис. 11.3.

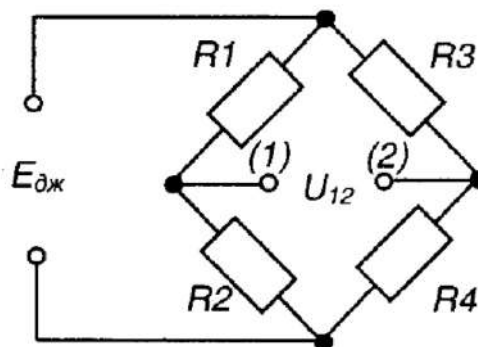


Рисунок 11.3 – Схема чотириплечого моста

За умови, що

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4},$$

незалежно від вхідної напруги $U_{12}=0$, тобто напруга на виході мосту не залежить від змін напруги живлення чи від пропорційних змін параметрів плечей.

На рис. 11.4 зображено найпростішу схему балансного підсилювача постійного струму. Він складається з двох каскадів на транзисторах VT1 і VT2. Параметри елементів обох каскадів повинні бути майже однаковими (у тому числі і транзисторів, які дуже важко підібрати):

$$R_1=R'_1; R_2=R'_2; R_{K1}=R'_{K1}=R_K.$$

Навантаження R_H вмикається між колекторами транзисторів. 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.

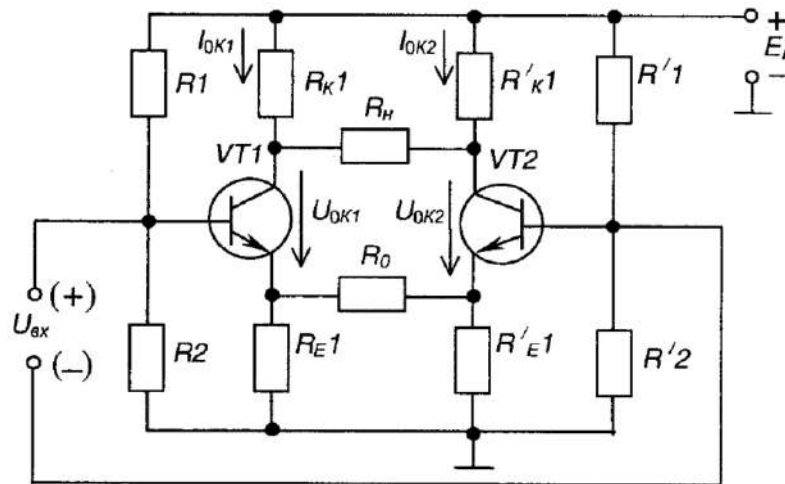


Рисунок 11.4 – Балансний підсилювач

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} .

За наявності вхідного сигналу з полярністю, що вказана на рис. 11.2, транзистор VT1 трохи відкривається, його колекторний струм зростає, а транзистор VT2 пропорційно закривається і його колекторний струм зменшується. Внаслідок цього на навантаженні R_H з'являється напруга розбалансу.

Недоліком такого ППС є наявність значного НЗЗ, зумовленого великими значеннями R_{E1} і R_{E2} . Виключити цей недолік дозволяє схемотехнічне рішення, наведене на рис. 11.5.

Зміни у баланському підсилювачі струмів емітерів під дією вхідного сигналу взаємно компенсуються, виключаючи НЗЗ за підсилюваним сигналом. НЗЗ за постійним струмом залишається.

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

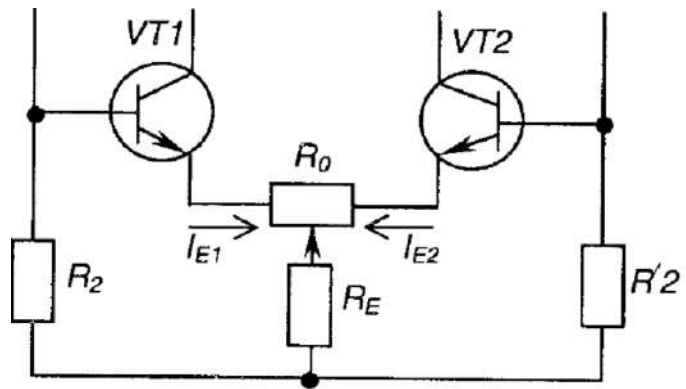


Рисунок 11.5 – Схема виключення впливу НЗЗ у баланському підсилювачі

Тема 12

Операційні підсилювачі

1. Структурна схема інтегральних операційних підсилювачів

Операційним підсилювачем (ОП) називається ППС, який виконаний в інтегральному виконанні (у вигляді мікросхеми), має великий коефіцієнт підсилення (сотні тисяч разів) в широкому діапазоні частот (від нуля до одиниць мегагерц). Назва «Операційний підсилювач» пов'язана з тим, що спочатку підсилювачі такого класу призначалися для виконання математичних операцій (додавання, віднімання, інтегрування і т. п.) в аналогових обчислювальних машинах. Умовне позначення ОП наведено на рисунку 12.1.

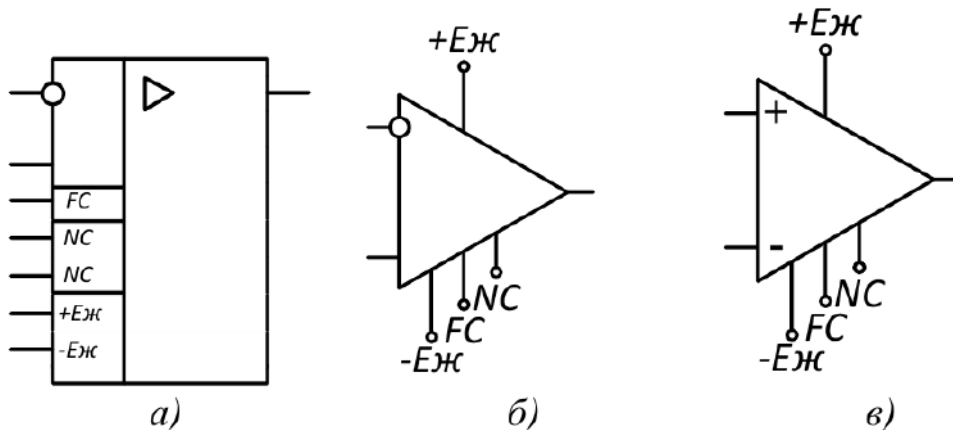


Рисунок 12.1 – Умовні позначення операційного підсилювача: а – згідно ЄСКД; б – за функціональною ознакою (підсилювач); в – застаріле позначення

Операційні підсилювачі мають два входи (інвертувальний і неінвертувальний, на схемі інвертувальний вхід позначають кружечком) і один вихід. Обидва входи називають диференційними. Оскільки вхідний каскад ОП є диференційним, вихідна напруга ОП $U_{вих}$ залежить від різниці напруг

$$U_{вих.д} = U_{вих}^- - U_{вих}^+$$

Більшість операційних підсилювачів виконується у вигляді трикаскадних підсилювачів. Основу ОП становить диференціальний каскад (рис. 12.2), який використовується як вхідний каскад підсилювача. Вихідним каскадом ОП, як правило, є емітерний повторювач, що забезпечує необхідну навантажувальну здатність всієї схеми. Оскільки коефіцієнт підсилення за напругою емітерного повторювача близький до одиниці, необхідне значення $K_{ОП}$ операційного підсилювача досягається за допомогою додаткових підсилювальних (проміжних) каскадів.

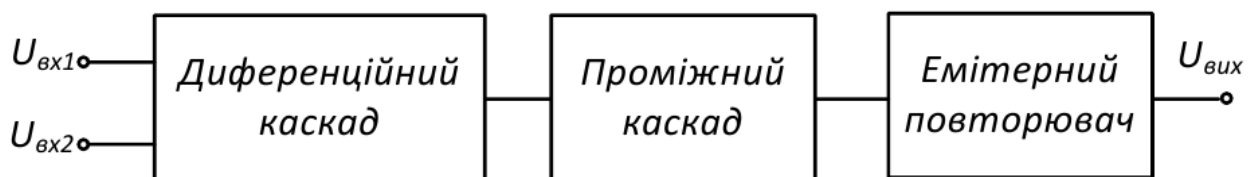


Рисунок 12.2 – Структурна схема операційного підсилювача

Вхідний диференційний підсилювач має великий коефіцієнт підсилення диференційного вхідного сигналу і велике ослаблення синфазного вхідного

сигналу. Диференційний підсилювач має також великий вхідний опір для будь-яких вхідних сигналів. Вхідний каскад є найбільш відповідальним каскадом ОП.

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

Вихідний каскад повинен забезпечити малий вихідний опір ОП і струм, достатній для живлення передбачуваного навантаження. Крім того, цей каскад повинен мати великий вхідний опір, щоб не навантажувати проміжний каскад. Як вихідний каскад в ОП використовується двотактний емітерний повторювач, який працює в режимі В (або АВ). Використання режиму В дозволяє підвищити ККД вихідного каскаду, зменшити втрати в його транзисторах і спростити процес охолодження кристала.

2. Аналіз інвертувального, неінвертувального і диференціального операційних підсилювачів

Враховуючи, що ОП мають малий діапазон лінійного підсилення вхідного сигналу, то на практиці ці підсилювачі використовуються з ланками від'ємного зворотного зв'язку. Це значно розширює діапазон підсилення, а також забезпечує регулювання величини вихідної напруги. Таким чином здійснюється масштабування вхідного сигналу.

На рисунку 12.3 наведена схема простого інвертувального підсилювача. Неінвертувальний вхід ОП заземлений. Операційний підсилювач охоплений паралельним негативним зворотним зв'язком за напругою, що утворений зовнішніми елементами R_1 і R_2 .

Обчислимо вираз для коефіцієнта підсилення схеми, використовуючи принцип «уявної землі». Відповідно до нього напруга між входами та вхідні струми ОП дорівнюють нулю.

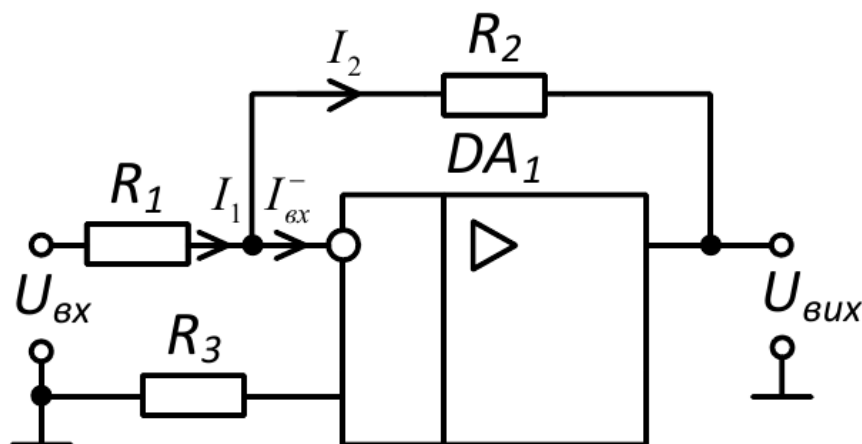


Рисунок 12.3 – Інвертувальний підсилювач

Вихідну напругу даної схеми можна знайти, використовуючи 1-й закон Кірхгофа:

$$I_1 + I_2 = I_{ex}^- = 0,$$

$$\frac{U_{ex}}{R_1} + \frac{U_{вих}}{R_2} = 0,$$

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

Коефіцієнт підсилення інвертувального підсилювача дорівнює

$$K_{III} = -\frac{R_2}{R_1},$$

а коефіцієнт зворотного зв'язку

$$\gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Знак мінус вказує на те, що вихідна напруга знаходиться у протифазі (інверсно) з вхідною напругою. Інвертувальний підсилювач може мати коефіцієнт підсилення як більший за одиницю, так і менший від одиниці.

Неінвертувальний підсилювач

Схема неінвертувального підсилювача наведена на рисунку 12.4. Вхідний сигнал надходить на неінвертувальний вхід ОП. Інвертувальний вхід ОП заземлений через резистор R_1 . У схемі введений негативний послідовний зворотний зв'язок за напругою через подільник R_1, R_2 , що реалізується шляхом подання частини вихідної напруги за допомогою резистивного подільника на інвертувальний вхід. Так само, як і у попередньому випадку, вираз для коефіцієнта підсилення схеми обчислимо, використавши принцип «уявної землі».

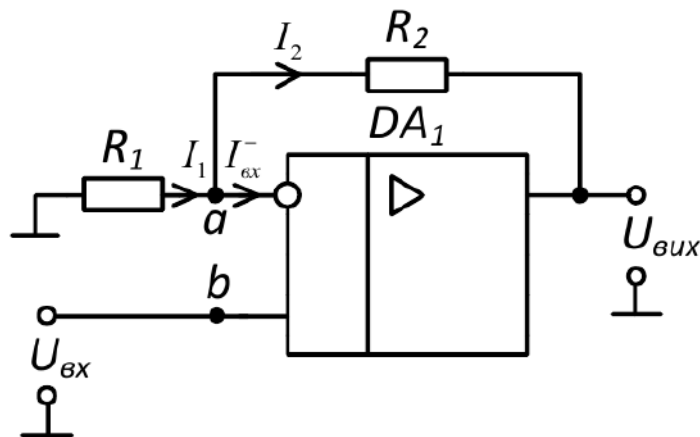


Рисунок 12.4 – Неінвертувальний підсилювач

Потенціали точок а і б рівні. У той самий час потенціал точки а можна знайти як вихідну напругу для подільника, побудованого на резисторах R_1 і R_2 :

$$\varphi_a = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{вих},$$

$$U_{вих} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} U_{ex} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{ex},$$

коефіцієнт підсилення відповідно

$$K_{HP} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Коефіцієнт зворотного зв'язку для схеми неінвертувального підсилювача такий самий, як і для інвертувального підсилювача. У неінвертувальному підсилювачі вихідна напруга збігається за фазою із вхідною. Коефіцієнт підсилення неінвертувального підсилювача не може бути меншим за одиницю.

Тема 13

Генератори синусоїдних коливань

1. Призначення електронних генераторів та їх класифікація за діапазоном частот

Генератори гармонійних коливань - це електронні пристрої, які перетворюють енергію постійного струму (енергію джерела живлення) в енергію незгасаючих електромагнітних коливань заданої форми і частоти.

Класифікацію генераторів здійснюють:

1. За формою сигналу (генератори гармонічних (синусоїдальних) коливань, генератори негармонічних коливань, генератори пилоподібної напруги);
2. За частотою (високочастотні $f > 100$ кГц, низькочастотні 10 кГц $< f < 100$ кГц, інфранизькочастотні - нижче 10 кГц);
3. За типом активного підсилювального елемента (на електронних лампах, на транзисторах, з використанням операційних підсилювачів);
4. За способом збудження (з зовнішнім збудженням, автогенератори);
5. За видом коливальної системи (генератор з резонансним коливальним контуром, що містить елементи C, L , генератор з кварцевою пластиною).

Принцип роботи генераторів коливань базується на реалізації умови самозбудження підсилювача з додатним зворотним зв'язком, структурну схему якого показано на рис. 13.1.

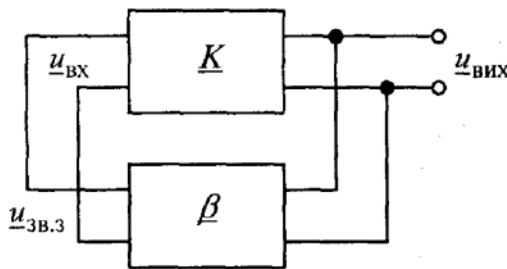


Рисунок 13.1 – Структурна схема генератора коливань

Для комплексних значень вхідних і вихідних напруг підсилювача запишемо: $\underline{u}_{\text{вих}} = \underline{K} \underline{u}_{\text{вх}}$, а $\underline{u}_{\text{вх}} = \underline{u}_{\text{зв.з}} = \underline{\beta} \underline{u}_{\text{вих}}$, де $\underline{K}, \underline{\beta}$ – комплексні значення коефіцієнта підсилення та передатного коефіцієнта відповідно підсилювача та ланки зворотного зв'язку. Як відомо, коефіцієнт підсилення за напругою підсилювача з додатним зворотним зв'язком визначається виразом

$$K_{\text{п}} = \frac{\underline{K}}{1 - \underline{K}\underline{\beta}}.$$

Перехід підсилювача в режим генерування коливань ($K_{\text{п}} = \infty$) забезпечується умовою

$$\begin{aligned} \underline{K}\underline{\beta} &= 1 \text{ або} \\ K e^{j\varphi} \beta e^{j\psi} &= 1. \end{aligned} \quad (2)$$

Це рівняння називають умовою самозбудження генератора коливань. Ця умова поділяється на умову балансу амплітуд ($K\beta = 1$) і на умову балансу фаз ($\varphi = -\psi + 2\pi$), які визначають стабільну роботу генератора коливань (рис. 13.2)

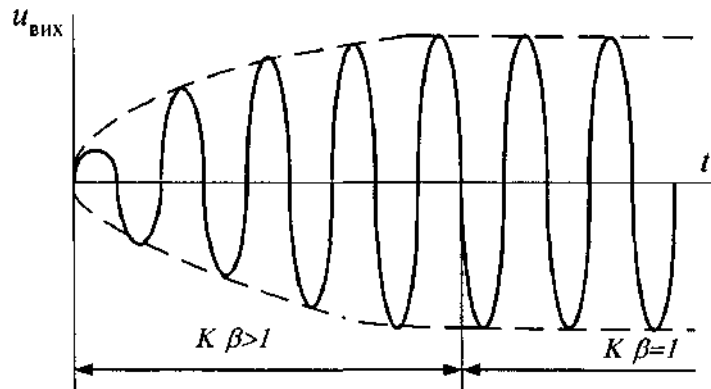


Рисунок 13.2 – Умови роботи генератора коливань

Генератори гармонійних коливань реалізуються на базі операційних підсилювачів (на частотах не більше 15 МГц) й поділяються за типом частотно-вибіркової ланки, які задають частоту коливань, на LC- і RC-автогенератори. Такі ланки утворюють додатний зворотний зв'язок, а в ланку від'ємного зворотного зв'язку вмикають елементи або схеми для забезпечення стабільності амплітуди коливань чи її регулювання.

2. Генератори з фазообертальним RC-колом

Застосування генераторів з коливальними контурами (типу LC) для генерування коливань з частотами менше 15–20 кГц утруднене і незручне через громіздкість контурів. На даний час для цього широко використовуються генератори типу RC, в яких замість коливального контура застосовуються виборчі RC-фільтри. Генератори типу RC можуть генерувати досить стабільні синусоїдальні коливання в порівняно широкому діапазоні частот – від частин герца до сотень кілогерц. Крім того, вони мають малі габарити і масу. Найбільш повно переваги генераторів типу RC виявляються в області низьких частот.

Генератори з фазообертальними ланцюжками (ланцюжками Сифорова)

Для самозбудження підсилювача, тобто для перетворення спочатку виниклих коливань на незгасаючі, необхідно на вхід підсилювача подавати частину вихідної напруги, що перевищує вхідну або рівна їй за величиною і співпадаюча з ним за фазою, іншими словами, охопити підсилювач позитивним зворотним зв'язком достатньої глибини. При безпосередньому з'єднанні виходу підсилювача з його входом відбувається самозбудження, проте форма коливань, що генеруються, різко відрізнятиметься від синусоїдальної, оскільки умови самозбудження одночасно виконуватимуться для коливань багатьох частот. Для отримання синусоїдальних коливань необхідно, щоб ці умови виконувалися тільки на одній, а не на інших частотах. Це завдання вирішується за допомогою фазообертаючого ланцюжка, який має декілька ланок RC і служить для повороту фази вихідної напруги підсилювача на 180° . Зміна фази залежить від числа ланок n і дорівнює

$$\varphi = 180^\circ/n.$$

У зв'язку з тим, що одна ланка RC змінює фазу на кут $\varphi < 90^\circ$, мінімальне число ланок фазообертаючого ланцюжка $n=3$. У практичних схемах однокаскадних генераторів зазвичай використовують три або чотири ланки.

На рис. 13.3 зображені типові схеми триланкових фазообертаючих ланцюжків, які залежно від включення елементів R і C отримали назву R -паралель (рис. 13.3, а) і C -паралель (рис. 13.3, б). Для цих схем в табл.1 наведені формули частоти f_p синусоїдальних коливань, що генеруються, при яких напруга на вході U_1 і U_2 фазообертаючого ланцюжка зсунута за фазою на 180° . У цій же таблиці наведені значення загасання $N = U_1 / U_2$, що вноситься ланцюжком RC позитивного зворотного зв'язку.



Рисунок 13.3 – Схеми триланкових фазообертаючих ланцюжків:
а – типу R -паралель; б – типу C -паралель

Таблиця 1

Тип фазообертаючого ланцюжка	Число ланок	Частота f_p	Загасання $N = U_1 / U_2$
R -паралель	3	$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}RC} = \frac{0,065}{RC}$	29
R -паралель	4	$f_p = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{10}} = \frac{0,133}{RC}$	18,4
C -паралель	3	$f_p = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = \frac{0,39}{RC}$	29
C -паралель	4	$f_p = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{7}} = \frac{0,19}{RC}$	18,4

Елементи фазообертаючих ланцюжків зазвичай вибирають такими, щоб всі RC -ланки створювали для порушуваних коливань частоти f_p однаковий фазовий зміщення. Це має місце при однакових сталих часу $\tau = RC$ всіх ланок.

Слід зазначити, що фазообертаючі RC -ланцюжки з однаковими за величиною елементами R і C в кожній ланці неоптимальні з огляду на умови роботи генератора. Такий вибір обумовлений головним чином зручностями розрахунку і конструювання генератора. Рациональніше елементи ланок RC -ланцюжків (рис. 13.3) вибирати так, щоб опір кожної подальшої ланки був в m разів більшим опору попередньої ланки (R_1, mR_1, m^2R_1 і т. д.), а ємність ланок в стільки ж раз зменшувалися ($C_1, C_1/m, C_1/m^2$ і т. д.). Зазвичай вибирають $m=3...5$. Загасання N , що вноситься RC -ланцюжками, елементи яких вибрані за прогресивною залежністю, помітно зменшується. Це означає, що для

задоволення умови балансу амплітуд ($K_U > N$) величина необхідного коефіцієнта підсилення каскаду K_U також відповідно знижується.

Слід зазначити, що в розрахункові формули частоти коливань (табл. 1), що генеруються, при використанні прогресивних ланцюжків слід підставляти значення R_1 першої RC -ланки.

Для зменшення шунтуючої дії фазообертаючого ланцюжка на опір навантаження підсилювального каскаду необхідний опір R_1 вибирати значно більшим (у 5...10 разів), ніж опір колекторного навантаження транзистора.

На рис. 13.4 наведені можливі схеми автогенераторів типу RC з фазообертаючими ланцюжками.

З погляду забезпечення умови балансу фаз такі генератори (рис. 13.4 а, б) можна було б побудувати і на одному транзисторі $VT2$ зі спільним емітером. Проте в цьому випадку ланцюжок зворотного зв'язку помітно шунтує опір колекторного навантаження підсилювального транзистора і знижує його підсилення, а малий вхідний опір транзистора різко збільшує загасання в колі зворотного зв'язку. Тому доцільно розділити вихід фазообертаючого кола і вхід підсилювача за допомогою емітерного повторювача, зібраного на транзисторі $VT1$.

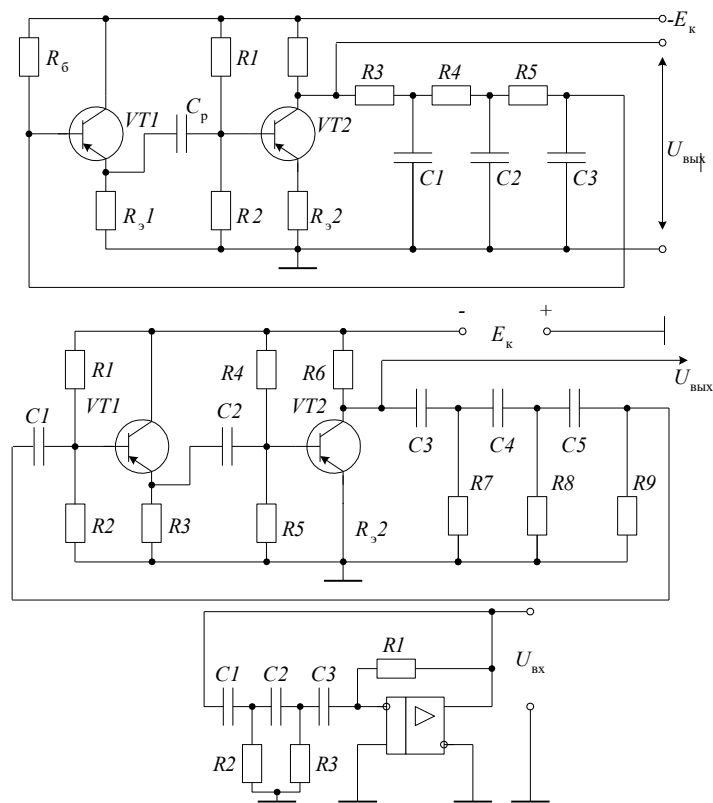


Рисунок 13.4 – Схеми RC -генераторів з фіксованим налаштуванням (з ланцюжками Сифорова у колі зворотного зв'язку)

Робота автогенератора починається у момент увімкнення джерела живлення. Виникаючий при цьому імпульс струму містить широкий і безперервний спектр частот, що містить і необхідну частоту генерації. Завдяки виконанню умов самозбудження коливання саме цієї частоти стають незгасаючими, тоді як коливання всіх інших частот, для яких умова балансу фаз не виконується, швидко затухають.

Тема 15

Тригерні електронні структури

1. Структура і класифікація інтегральних тригерів. Асинхронні і синхронні тригери

Тригери в інтегральному виконанні будуються з простих логічних елементів типу АБО-НІ, І-НІ. Звичайно мікросхема вміщує 1х4 тригери із спільними колами живлення, а інколи і спільними колами синхронізації або керування.

У загальному випадку тригер складається з логічного пристрою керування та власне тригера як елемента пам'яті. Є велика кількість різноманітних схем тригерів з різними функціональними можливостями.

Узагальнена структурна схема тригера зображена на рис.15.1.

Пристрій керування призначений для перетворення сигналів, що надходять до входів A_i , у вигляд, придатний для керування власне тригером, що виконує функцію елемента пам'яті.

Тригер має два виходи: Q - прямий (одиничний), $\bar{Q}$ - інверсний (нульовий). Входи A_i називаються інформаційними, а входи C_i - тактовими або синхронізуючими.

У більшості серій інтегральних елементів містяться тригери різних типів, у тому числі універсальні.

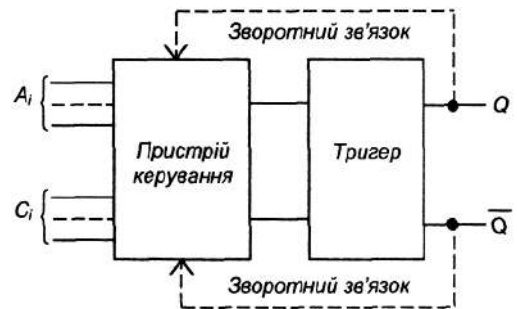


Рисунок 15.1 – Структурна схема тригера

Класифікація тригерів:

За **функціональними можливостями** (або за способом організації логічних зв'язків) розрізняють:

1. Тригер з окремим встановленням станів 0 та 1 (RS-тригер). R (від англійського RESET – скидання) – окремий вхід встановлення у стан 0. S (від англійського SET – встановлення) – окремий вхід встановлення тригера у стан 1.

2. Універсальний тригер з інформаційними входами J та K (JK-тригер). Тут J – вхід для встановлення універсального тригера у стан 1. K – вхід для встановлення універсального тригера у стан 0.

3. Тригер, який отримує інформацію лише через один вхід D – тригер затримки або D-тригер (D від англійського DELAY – затримка). Тут вхід D – інформаційний вхід для встановлення тригера у стан, який співпадає з логічним рівнем на цьому вході.

4. Тригер із лічильним входом – T-тригер або лічильний тригер. Тут вхід T – лічильний вхід.

5. Комбіновані тригери, у яких сполучені декілька типів тригерів. Наприклад, тригер типу RST – лічильний тригер, що також має входи встановлення та скидання

За **способом запису інформації** тригери поділяють на несинхронізовані (асинхронні, нетактові) і синхронізовані (тактові). *Асинхронні тригери* сприймають інформаційні сигнали та реагують на них безпосередньо в момент їх появи на інформаційних входах тригера. *Синхронні тригери* реагують на інформаційні сигнали за умов наявності дозволяючого сигналу на спеціальному керуючому вході *C*, який називають входом синхронізації. Синхронні тригери у свою чергу поділяються на тригери із статичним та динамічним управлінням по синхровходу.

Тригери із статичним управлінням (керовані рівнем сигналу) сприймають інформаційні сигнали за умови надходження на синхровхід рівня логічної одиниці (прямий *C*-вхід) або нуля (інверсний *C*-вхід). *Тригери із динамічним управлінням* (керовані фронтом сигналу) сприймають інформаційні сигнали при зміні сигналу на *C*-вході з 0 на 1 (прямий динамічний *C*-вхід) або з 1 на 0 (інверсний динамічний *C*-вхід).

За **кількістю інформаційних входів** тригери можуть бути з одним, двома та багатьма входами.

За **видом вихідних сигналів** тригери поділяються на *статичні* і *динамічні*. Статичні тригери – тригери, в яких вихідні сигнали в стійких станах залишаються незмінними в часі. Динамічні тригери – тригери, в яких вихідні сигнали в стійких станах змінюються в часі.

За **способом запам'ятовування інформації** тригери можуть бути з *логічною* і *фізичною* організацією пам'яті. Перші виконують на логічних елементах І, АБО, НІ, І-НІ, АБО-НІ, І-АБО-НІ тощо, а другі є елементами запам'ятовувальних пристроїв, у яких використовують нелінійні властивості матеріалів або нелінійні вольт-амперні характеристики компонентів.

За **принципом побудови** синхронні тригери можна поділити на одноступеневі та двоступеневі. *Одноступеневі тригери* мають лише один ступінь запам'ятовування інформації, а у *двоступеневих* тригерах таких ступенів два. Спочатку інформація записується у перший ступінь, потім переноситься у другий і потрапляє на вихід тригера. Двоступеневі тригери також називають тригерами типу *MS* (від англійського *Master – Slave*, тобто «майстер – помічник»). Ця аббревіатура відображає характер роботи тригера: вхідна ступень виробляє нове значення вихідної змінної *Q*, а вихідна ступень його копіює.

З класифікації тригерів за їх функціональними можливостями стає зрозумілим, що назва тригера за цією ознакою цілком визначається типами його входів. Тригер будь-якого типу має два виходи: прямий та інверсний. Стан тригера визначається за прямим виходом.

Головними показниками тригерів є їх **швидкодія**, **чутливість**, **потужність**, що споживається від джерела живлення, **захищеність** від перешкод та **функціональні можливості**.

Швидкодія визначається максимальною частотою перемикань станів тригера і досягає сотень мегагерц.

Чутливість тригера визначається найменшою напругою на вході (пороговою напругою), при якій відбувається перемикання тригера.

Захищеність тригера від перешкод визначається його спроможністю працювати за умов впливу на нього різноманітних перешкод.

Функціональні можливості визначаються кількістю та типом входів тригера.

Для повного визначення тригера достатньо задати його структурну схему на підставі базових логічних елементів (частіше за все використовують елементи І-НІ, АБО-НІ) та закон функціонування тригера у вигляді логічної функції або таблиці переходів.

Тригери на логічних елементах, є основою побудови складних функціональних пристроїв.

2. RS-тригери на логічних елементах

Асинхронний RS - тригер з прямими входами.

Асинхронний RS - тригер з прямими входами має два інформаційні входи R та S, які використовуються для встановлення його відповідно у стан 0 та 1, а також два виходи: прямий Q та інверсний $\bar{Q}$. Цей тригер побудований на двох логічних елементах АБО-НІ, які об'єднано у контур. Схема та графічне позначення тригера подані на рис. 15.2 а, б відповідно.

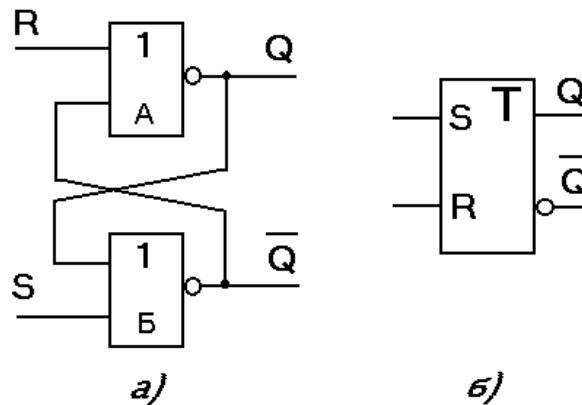


Рисунок 15.2 – Схема та графічне позначення асинхронного RS-тригера з прямими входами

У цій схемі вихід кожного елемента АБО-НІ підключено до одного із входів іншого елемента. Саме таке з'єднання й забезпечує два стійких стани тригера. У RS - тригерах з прямими входами сигналами управління є тільки одиничні рівні сигналів. Взагалі, сигнали, які призводять до перемикання елементів, називають активними, а ті, які не призводять до такого перемикання – пасивними. Для елементів АБО-НІ активним сигналом є сигнал логічної 1.

Нехай ми маємо на входах тригера $R=0$ та $S=0$. Якщо початковий стан тригера $Q=0$, то з виходу Q логічний 0 подається до одного із входів елементу В; при цьому на обох входах елементу В діють логічні нулі і на виході елементу є сигнал 1. З виходу елементу В логічна 1 потрапляє на вхід елементу А, що забезпечує на його виході рівень логічного 0. Це один із стійких станів тригера. У стані 1 тригера $Q=1$, і відповідно $\bar{Q}=0$, при цьому на обох входах елементу А діють логічні рівні 0, що забезпечує $Q=1$.

Таким чином, у кожному з двох стійких станів тригера елементи А і В знаходяться у протилежних станах. Перемикання тригера з одного стійкого стану до іншого відбувається при надходженні активних сигналів на входи.

Якщо $R=1$, тобто, якщо тригер знаходився у стані 0 ($Q=0$), то цей стан не зміниться. Якщо ж тригер знаходився у стані 1, то при надходженні сигналу $R=1$ він перейде до стану 0. Аналогічно, якщо $S=1$, то $Q=1$.

Одночасне надходження активних сигналів 1 на обидва входи ($S=R=1$) є неприпустимим, через те, що при цьому на обох входах встановлюється стан 0, а після припинення дії активних сигналів стан тригера лишатиметься невизначеним: через випадкові чинники тригер може перейти до стану 1 або 0. Наведений вище алгоритм функціонування тригера може бути наочно поданий за допомогою таблиці переходів (табл.1).

Таблиця 1

R	S	Q^t	Q^{t+1}		Режим роботи тригера
0	0	0	0	Q^t	Режим зберігання інформації
0	0	1	1		
0	1	0	1	1	Встановлення 1
0	1	1	1		
1	0	0	0	0	Встановлення 0
1	0	1	0		
1	1	0	-	-	<i>Комбінація заборонена</i>
1	1	1	-		

У цій таблиці Q^t – початковий стан тригера, Q^{t+1} – наступний стан тригера, у який він перейде після надходження на його входи комбінації сигналів R та S .

Асинхронний RS-тригер з інверсними входами.

Асинхронний RS-тригер з інверсними входами побудований на елементах І-НІ. При цьому активним логічним рівнем на його входах є рівень логічного 0, а пасивним – рівень 1. Схема та графічне позначення такого тригера подані відповідно на рис.15.3 а,б. Можливі стани тригера показані у таблиці переходів (табл.2).

Таблиця 2

S	R	Q^{t+1}
0	0	-
0	1	1
1	0	0
1	1	Q^t

Синхронний RS-тригер

Синхронний RS-тригер відрізняється від асинхронного наявністю S -входу, на який надходять синхронізуючі (тактові) сигнали. Синхронний тригер складається з асинхронного RS-тригера та комбінаційного цифрового пристрою, як показано на рис.15.4, а. Графічне позначення такого тригера подані відповідно на рис. 15.4,б.

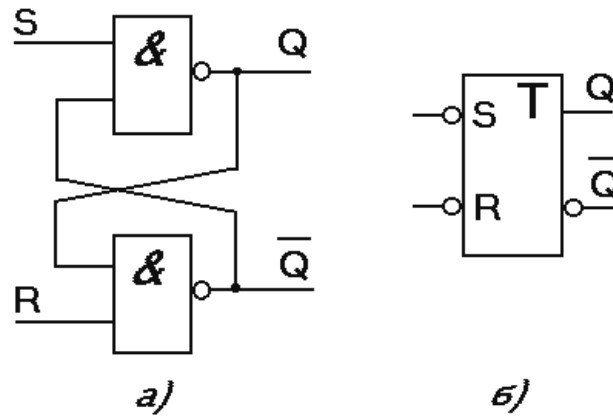


Рисунок 15.3 – Асинхронний RS-тригер з інверсними входами

За допомогою логічних елементів І-НІ, які створюють вхідний комбінаційний пристрій, забезпечується передавання активних рівнів сигналів на інформаційних входах S та R синхронного тригера на інверсні входи внутрішнього асинхронного тригера лише за умов наявності логічної 1 на синхровході C . При $C=1$ стан тригера визначається сигналами на його входах аналогічно до розглянутого вище асинхронного тригера. При $C=0$ тригер не реагує на рівні сигналів на входах S та R . Алгоритм функціонування тригера поданий у таблиці переходів (табл.3).

Рядки, де $C=0$ у таблиці відсутні через те, що вони не несуть корисної інформації.

а) б)	Таблиця 3			
	S	R	C	Q^{t+1}
	0	0	1	Q^t
	0	1	1	0
	1	0	1	1
Рисунок 15.4 - Схема та графічне позначення синхронного RS-тригера	1	1	1	-

Очевидно, що таблиця переходів такого синхронного тригера практично співпадає з таблицею переходів асинхронного RS -тригера з прямими входами (якщо не брати до уваги стовпець C таблиці 3), хоча у схемі (рис.15.4) застосовано асинхронний RS -тригер з інверсними входами. Справа у тому, що всередині схеми, наведеної на рис.15.4, двічі відбувається інвертування тих самих сигналів (на виходах елементів І-НІ комбінаційного пристрою та на інверсних входах асинхронного тригера, що у відповідності до закону про подвійну інверсію означає відсутність інверсії взагалі. Таким чином, у схемі на рис.15.4, а можна виключити усі позначки внутрішніх операцій інвертування і при цьому для отриманої схеми буде справедлива таж сама таблиця переходів.

Тема 16

Випрямлячі і стабілізатори напруги та струму

1. Призначення випрямних пристроїв та їх структурна схема

Випрямними називаються пристрої, в яких здійснюється перетворення змінного струму в постійний. Принцип їх дії базується на забезпеченні приєднання до джерела енергії навантаження таким чином, щоб в ньому проходив струм в одному напрямку. Випрямлена напруга – це напруга на виході випрямляча.

Випрямлячі класифікують за такими ознаками:

- за видом перемикача
 - механічні синхронні з щітковоколекторним комутатором струму;
 - механічні синхронні з контактним перемикачем струму;
 - з електронною керованою комутацією струму ;
 - з електронною пасивною комутацією струму ;
- за потужністю
 - силові випрямлячі;
 - випрямлячі сигналів;
- за рівнем використання напівперіодів змінної напруги
 - однопівперіодні – пропускають в навантаження тільки одну півхвилю;
 - двопівперіодні – пропускають в навантаження обидві напівхвилі;
 - неповноперіодні – не повністю використовують синусоїдальні напівхвилі;
 - повноперіодні – повністю використовують синусоїдальні напівхвилі;
- за схемою випрямлення – мостові, з множенням напруги, трансформаторні, з гальванічною розв'язкою, безтрансформаторні тощо;
- за кількістю використовуваних фаз – однофазні, двофазні, трифазні і багатофазні;
- за типом електронного вентиля – напівпровідникові діодні, напівпровідникові тиристорні, лампові діодні, газотрони, ігнітрони, електрохімічні тощо;
- за керованістю – некеровані, керовані ;
- за кількістю каналів – одноканальні, багатоканальні;
- за величиною випрямленої напруги – низьковольтні, середньовольтні, високовольтні ;
- за призначенням – зварювальний, для живлення мікроелектронної схеми, для живлення лампових анодних кіл, для гальваніки тощо;
- за ступенем повноти мостів – повномостові, півмостові, чвертьмостові;
- за наявністю пристроїв стабілізації – стабілізовані, нестабілізовані;
- за управлінням вихідними параметрами – регульовані, нерегульовані;
- за індикацією вихідних параметрів – без індикації, з індикацією ;
- за способом з'єднання – паралельні, послідовні, паралельно-послідовні;
- за способом об'єднання – роздільні, об'єднані зірками, об'єднані кільцями;
- за частотою випрямляємо струму – низькочастотні, середньочастотні, високочастотні.

У сучасній апаратурі застосовуються одно- та двофазні, двотактні й інші типи випрямлячів.

При малій потужності навантаження задачу перетворення електричної енергії змінного струму в постійний струм вирішують за допомогою однофазних випрямлячів, які живляться від однофазної мережі змінного струму. Структурна схема системи перетворення електричної енергії з однофазним випрямлячем показана на рисунку 16.1.

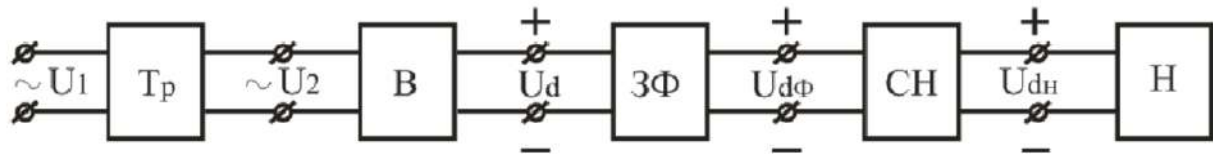


Рисунок 16.1 – Структурна схема малопотужного випрямляча:
 ТР – трансформатор; В – випрямляч; ЗФ – згладжуючий фільтр;
 СН – стабілізатор напруги; Н – навантаження

Основою її є випрямляч (В) на одному або декількох діодах, які з'єднані за певною схемою. Функція трансформатора (ТР) зводиться до підвищення або зниження вторинної напруги U_2 при заданій первинній напрузі U_1 з метою отримання необхідної величини постійної напруги на виході. Для зменшення пульсації випрямленої напруги до виходу випрямляча підключають згладжуючий фільтр (ЗФ). Між згладжуючим фільтром та навантаженням (Н) іноді під'єднують стабілізатор напруги (СН), що забезпечує підтримання з необхідною точністю необхідної величини постійної напруги на навантаженні в умовах зміни напруги мережі живлення і струму навантаження.

2. Однопівперіодний випрямляч

Найпростіший однопівперіодний випрямляч (рис.16.2) складається з послідовно ввімкнених джерела живлення, діода та активного навантаження. У цій схемі змінний струм проходить через випрямляч і опір навантаження протягом однієї половини періоду. Стала складова випрямленої напруги на навантаженні значно менша від діючої напруги змінного струму.

Упродовж додатних півперіодів вхідної напруги (коли діод відкритий) вихідна напруга повторює форму напруги на вторинній обмотці трансформатора, а протягом від'ємних півперіодів діод закритий і не пропускає струму, тому вихідна напруга дорівнює нулеві. Частота пульсацій вихідної напруги однопівперіодної схеми дорівнює частоті мережі f , а сама вихідна напруга містить постійну складову та ряд гармонічних складових з частотами f , $2f$, $3f$ і т.д.

Таку схему застосовують при малих струмах і невисоких вимогах стосовно фільтрації вихідної напруги.

Недоліком однопівперіодної схеми є наявність постійного підмагнічування трансформатора, що погіршує його параметри.

При однопівперіодному випрямлянні струм сильно пульсує. Тому однофазні однокатні випрямлячі застосовуються в схемах, не критичних до великих пульсацій струму. Їх використовують у телевізорах, ПЗЧ та вимірювальних приладах.

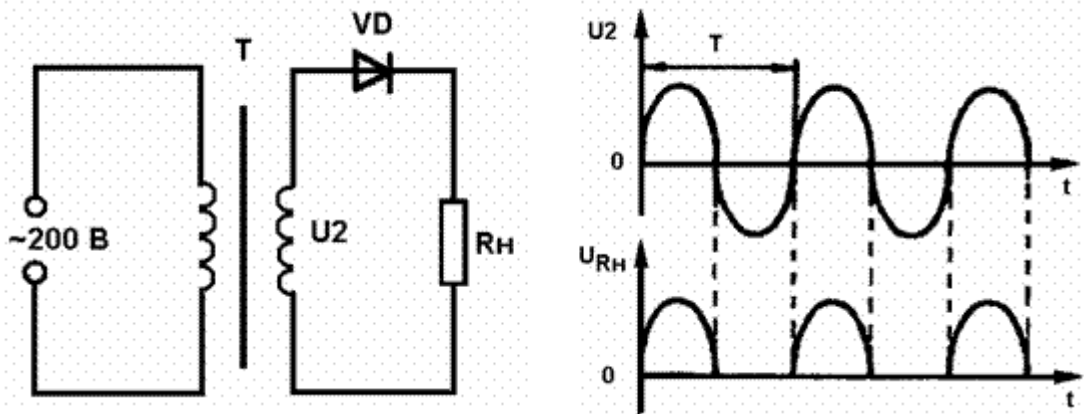


Рисунок 16.2 – Однопівперіодний випрямляч та часові діаграми його роботи

2. Двопівперіодна схема випрямлення

Більш досконалим є двопівперіодний випрямляч (двофазний однотактний) (рис. 16.3). Тут навантаження приєднано до середньої точки вторинної обмотки трансформатора, а струм через опір навантаження проходить протягом обох півперіодів. Двофазні однотактні випрямлячі застосовуються в ПЗЧ, вимірювальних приладах і комп'ютерах.

У двопівперіодній схемі випрямляча діоди відкриваються по черзі у різні половини періоду вхідної напруги. Наприклад, у додатний півперіод вхідної напруги VD1 відкривається і пропускає струм, а діод VD2 у цей час закритий. Під час дії від'ємного півперіоду відкривається VD2, а VD1 закривається. В результаті через опір навантаження струм протікає під час обох півперіодів в одному і тому самому напрямі. Тому вихідна напруга має пульсуючий характер, але, на відміну від однопівперіодної схеми, частота пульсацій дорівнює $2f$. Постійна складова U_0 вихідної напруги у два рази більша, ніж в однопівперіодній схемі.

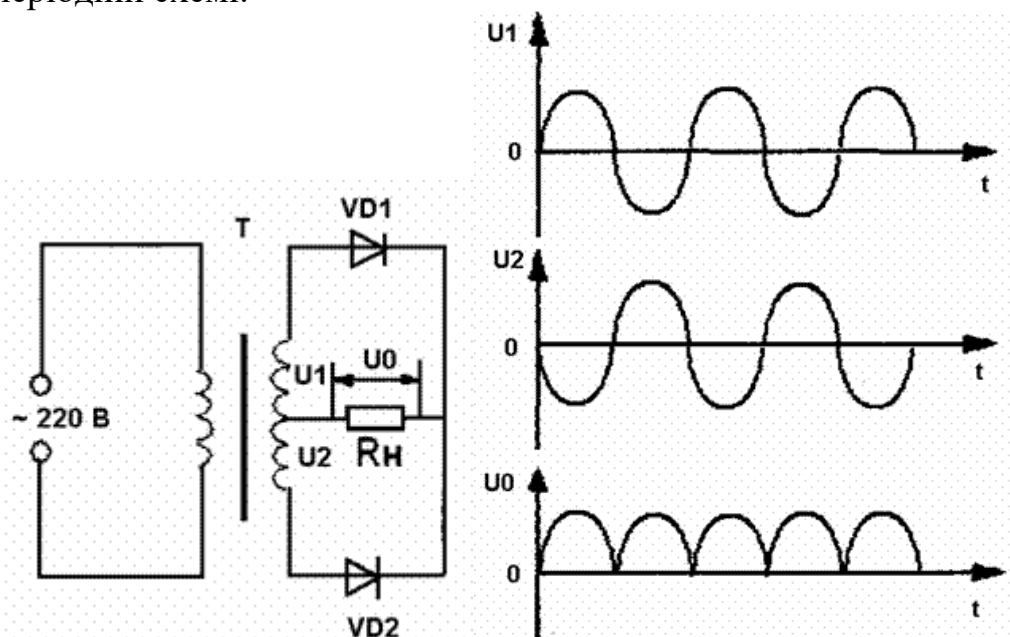


Рисунок 16.3 – Двопівперіодний випрямляч

Найбільше поширення в апаратурі дістала однофазна однотактна (мостова) схема випрямляча (рис. 16.4). Тут первинна обмотка трансформатора вмикається в мережу однофазного змінного струму, а до вторинної обмотки приєднуються чотири випрямні діоди, з'єднані за схемою моста, причому в одну діагональ моста вмикається вторинна обмотка силового трансформатора, в іншу – опір навантаження. Через навантаження випрямлений струм проходить за два півперіоди. Місткова схема випрямляча має ряд переваг: у ній краще використовується трансформатор; зворотна напруга на діоді вдвічі менша; конструкція трансформатора простіша.

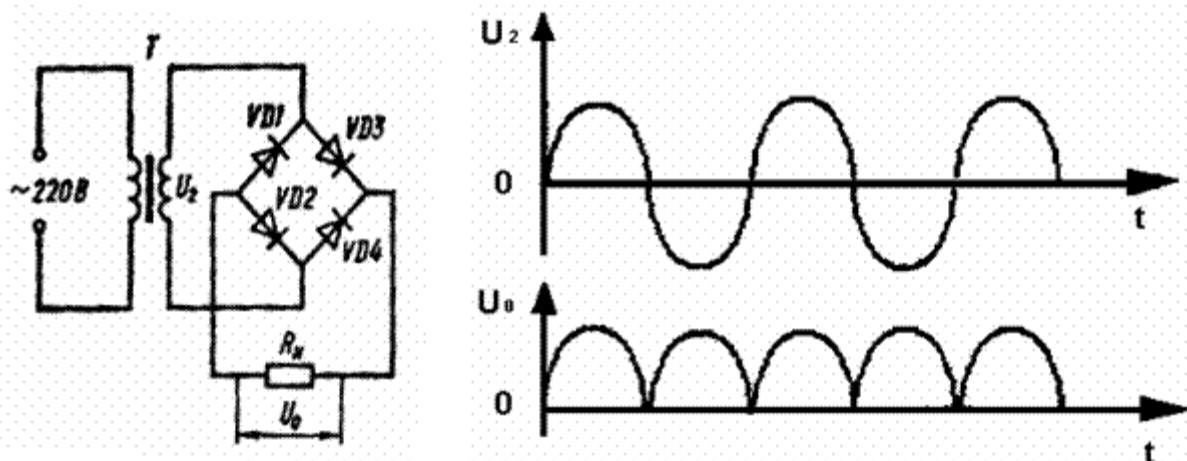


Рисунок 16.4 – Однофазна однотактна мостова схема випрямляча

Перевагою мостової схеми порівняно з двопівперіодною схемою є те, що у вторинній обмотці трансформатора немає виводу від середньої точки, тому виготовляти такий трансформатор технологічно простіше. У мостовій схемі діоди попарно відкриваються протягом різних півперіодів. Наприклад, при додатній півхвилі входної напруги відкриті діоди VD1 та VD2 (VD3 та VD4 в цей час закриті), а в наступний півперіод відкриваються VD3 та VD4, а VD1 та VD2 закриваються. Часова діаграма вихідної напруги така сама, як і у двопівперіодній схемі (рис.16.3).

Перевагами двопівперіодної та мостової схем порівняно з однопівперіодною схемою є відсутність постійного підмагнічування трансформатора, а також кращі умови фільтрації вихідної напруги, оскільки частота пульсацій удвічі вища, ніж у однопівперіодній схемі.

4. Електронні стабілізатори постійної напруги

Задачею стабілізатора напруги є підтримання з необхідною точністю величини постійної напруги на навантаженні в умовах зміни напруги мережі живлення і струму навантаження.

За принципом роботи стабілізатори напруги підрозділяються на параметричні та компенсаційні.

Параметричний метод стабілізації базується на зміні параметрів нелінійного елементу стабілізатора в залежності від зміни дестабілізуючого чинника, а стабілізатор називають параметричним.

У компенсаційному методі стабілізації у вимірювальному елементі порівнюється величина, що стабілізується, і виробляється сигнал

розузгодження. Цей сигнал перетворюється, підсилюється і подається на регулюючий елемент. Такий стабілізатор називають компенсаційним.

Параметричний стабілізатор напруги на базі стабілітрона показано на рис.16.5.

Робота такого стабілізатора напруги базується на тому, що напруга стабілітрона на зворотній ділянці його вольт-амперної характеристики $U_{ст.доп}$ змінюється незначно в широкому діапазоні зміни зворотного струму стабілітрона. Тобто коливання напруги на вході стабілізатора зумовлюють значну зміну струму стабілітрона при незначних змінах напруги на ньому.

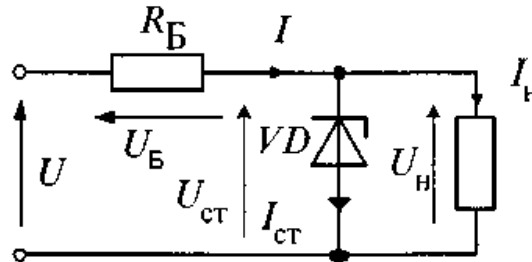


Рисунок 16.5 – Схема параметричного стабілізатора напруги

Стабілізатори характеризуються коефіцієнтом стабілізації

$$K_{ст.н} = \frac{\Delta U_{вх} / U_{вх}}{\Delta U_{вих} / U_{вих}}$$

який для параметричних стабілізаторів становить $K_{ст.н} = 20 \div 30$.

Рівняння електричної рівноваги для такого стабілізатора має вигляд: $U = U_H + R_B I$, де R_B – баластний опір, необхідний для зменшення впливу дестабілізуючих чинників на напругу навантаження.

Опір баластного резистора R_B вибирають таким, щоб при номінальному значенні напруги джерела U , напруга і струм стабілітрона теж дорівнювали номінальним значенням $U_{ст.н}$, $I_{ст.н}$. Величину $I_{ст.н}$ визначають за паспортними даними та виразом

$$I_{ст.н} = (I_{ст.н.мін} + I_{ст.н.макс}) / 2$$

Тоді, з рівняння електричної рівноваги, визначаємо баластний опір за виразом

$$R_B = \frac{U - U_{ст.н}}{I_{ст.н} + I_H}$$

$$\text{де } I_H = P_H / U_H; U \approx U_d; I = I_{ст.н} + I_H$$

Роботу параметричного стабілізатора зручно ілюструвати за допомогою вольт-амперної характеристики (ВАХ) стабілітрона та відповідної графічної побудови навантажувальної прямої (рис. 16.6). Для побудови ВАХ стабілітрона за його паспортними даними через точку з координатами $U_{ст.н}$, $I_{ст.н}$ проводять пряму лінію під кутом α до осі координат, що визначається значенням динамічного опору стабілітрона R_d . Далі будуємо навантажувальну характеристику при номінальній напрузі джерела. Для цього визначаємо координати двох точок, через які проходить пряма. А саме, точка з координатою $U_{ст.н}$, $I_{ст.н}$ та точка на осі ординат, яка визначається за виразом $I = U / R_B$. Через ці точки проводимо навантажувальну пряму.

Роботу стабілізатора перевіряють за умови його здатності забезпечувати

задане значення U_H при коливаннях вхідної напруги U . Для прикладу, якщо вхідна напруга змінюється в межах $\pm 10\%$, то на виході стабілізатора коливання напруги U_H становить $\pm 0,1\%$. Побудова навантажувальних прямих при зміні напруги мережі в межах $\pm 10\%$ здійснюється шляхом паралельного зсуву навантажувальної характеристики при номінальній напрузі мережі відповідно вліво і вправо на $0,1 U$. За допомогою цієї побудови можна з'ясувати, чи при таких коливаннях напруги мережі забезпечуються умови стабілізації, тобто, чи точки перетину зсунених навантажувальних характеристик з ВАХ стабілітрона не виходять за межі значень струмів стабілітрона $I_{стн.мін} + I_{ст.Макс}$.

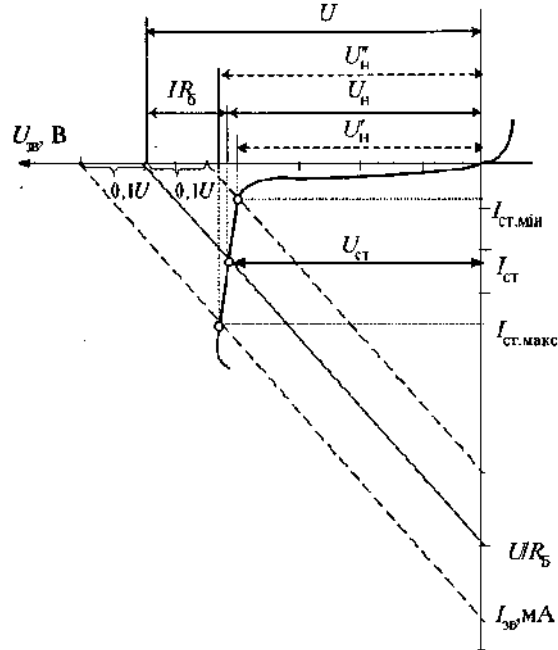


Рисунок 16.6 – Графічна інтерпретація роботи параметричного стабілізатора напруги

Робота компенсаційних (транзисторних) стабілізаторів напруги базується на порівнянні вихідної напруги стабілізатора з еталонною. Якщо вони не рівні між собою, то різниця цих напруг підсилюється й подається на регулювальний елемент, який відновлює вихідну напругу до стабілізованої величини. Такі стабілізатори дозволяють розширити діапазон стабілізованих напруг та забезпечити вищу якість стабілізації ($K_{ст.н} \geq 50$) порівняно з параметричними стабілізаторами.

За способом вмикання регулювального елемента відносно навантаження, компенсаційні стабілізатори поділяють на послідовного та паралельного типів.

На рис. 16.7 зображено компенсаційний стабілізатор послідовного типу.

Транзистор VT1 виконує функцію регулювального елемента, а транзистор VT2 – функцію підсилювального елемента. Еталонна напруга задається з допомогою стабілітрона VD. Вона порівнюється з напругою на резисторі R2, яка пропорційна вихідній напрузі стабілізатора, тому що цей резистор є плечем дільника напруги R₁, R₂. Різниця цих напруг підсилюється транзистором VT2 і виділяється на резисторі R_γ. Напруга на цьому резисторі є вхідною напругою регулювального елемента VT1 і, тому, зумовлює зміну напруги емітер-колектор VT1, завдяки чому забезпечується стабілізація вихідної напруги.

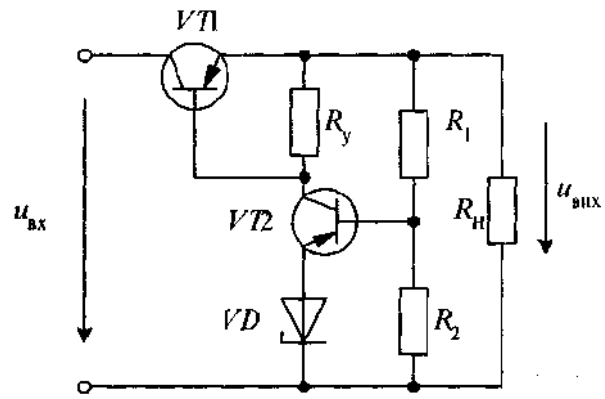


Рисунок 16.7. Схема компенсаційного стабілізатора напруги

Тема 17

Автономні інвертори

1. Класифікація і сфера застосування автономних інверторів

Автономні інвертори - це пристрої, що працюють на автономне навантаження і призначені для перетворення напруги постійного струму в напругу змінного струму заданої або регульованої частоти.

Застосовують автономні інвертори:

-у системах електропостачання споживачів змінного струму, коли єдиним джерелом живлення є джерело напруги постійного струму (наприклад, акумуляторна або сонячна батарея);

-у системах гарантованого електропостачання при зникненні напруги мережі живлення (наприклад, для особистих потреб електростанцій -для живлення пристроїв контролю, вимірювання, захисту, ЕОМ);

-для живлення технологічного устаткування, частота напруги якого відрізняється від промислової частоти 50 Гц;

-для частотного регулювання швидкості асинхронних двигунів;

-для живлення споживачів змінного струму від ліній електропостачання постійного струму;

-для перетворення постійної напруги одного рівня у постійну напругу іншого рівня (конвертування напруг).

Комутаційними елементами в інверторах є тиристори або силові транзистори.

Класифікація інверторів:

1. По роду перетворення величини:

- інвертори струму;
- інвертори напруги.

2. По тактності роботи:

- однотокові;
- двотокові.

3. По типу ключових елементів:

- транзисторні;
- тиристорні;

4. По способу збудження:

- з самозбудженням (автогенератори);
- з незалежним збудженням.

Класифікація транзисторних інверторів:

1. по способу включення транзисторів:

- загальним емітером;
- загальним колектором.

2. По типу зворотного зв'язку:

- зворотній зв'язок по напрузі;
- зворотній зв'язок по струму;
- зворотній зв'язок по потужності.

Класифікація тиристорних інверторів:

1. По принципу комутації тиристорів:

- автономні – служать для перетворення постійної напруги в змінну промислової частоти (50 Гц);
- мережеві – перетворювачі, що живляться від мережі змінного струму.

2. По включенню комутаційної ємності:

- послідовне з'єднання;
- паралельне з'єднання;
- комбіноване з'єднання.

Перевагами напівпровідникових перетворювачів є: надійність, високий ККД, малі габарити і великий строк експлуатації.

2. Транзисторні інвертори

Транзисторні інвертори виконуються по одноктактній і двотактній схемах. Основним недоліком одноктактних інверторів є підмагнічування трансформатора постійною складовою струму, що призводить до збільшення розмірів магнітопроводу трансформатора і підвищених втрат потужності в ньому.

Найширше застосовують двотактні транзисторні інвертори.

Двотактний інвертор з самозбудженням

Основними елементами перетворювача, рис. 17.1, є трансформатор Т1, транзистори VT1 і VT2, випрямляч U_1 і згладжувальний фільтр Z1.

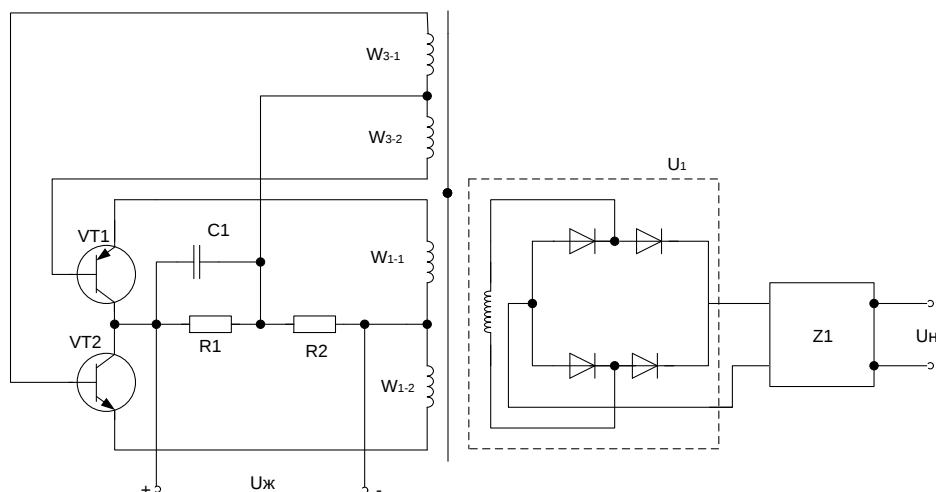


Рисунок 17.1 – Основні елементи перетворювача

Трансформатор складається з первинної обмотки W_1 , вторинної обмотки W_2 і обмотки W_3 . Обмотки W_1 і W_3 мають відводи від середніх точок. Осердя трансформатора виконується з матеріалу, що має петлю гістерезису, близьку за формою до прямокутної. Подільник напруги R_1 і R_2 служать для захисту пристрою (створюється початкове зміщення на базах VT1 і VT2). Конденсатор C1 призначений для поліпшення умов роботи транзисторів в момент їх ввімкнення (швидше відбувається насичення транзистора).

Принцип роботи. При підключенні схеми до джерела живлення через подільник R_1R_2 тече струм і з резистора R_1 на транзистор подається напруга, яка забезпечує негативне зміщення потенціалів баз відносно емітерів. Транзистори при відкриваються і по пів-обмотках W_{1-1} і W_{1-2} первинної обмотки течуть струми. Через розкид параметрів транзисторів струми і М.Р.С. пів-обмоток будуть різними, в результаті якого в осерді трансформатора створиться магнітний потік, який буде індукувати ерс в обмотці W_3 . При цьому в пів-обмотках W_{3-1} і W_{3-2} наводяться ерс такої полярності, що до бази одного з транзисторів, наприклад VT1, прикладається від'ємна напруга, а до бази VT2 – додатна. Із збільшенням колекторного струму VT1 базові напруги будуть збільшуватися, що призведе до повного відкриття транзистора VT1 і закриття транзистора VT2. в процесі зростання струму в транзисторі VT1 магнітний потік в осерді трансформатора буде збільшуватись до його насичення. При досягненні магнітним потоком величини насичення швидкість зміни його стає рівною нулю і ерс в обмотці падає до нуля.

Потенціал бази VT1 збільшується, опір переходу емітер - колектор транзистора збільшується і колекторний струм починає зменшуватись. Зниження колекторного струму транзистора VT1 призводить до зменшення магнітного потоку в осерді трансформатора, що в свою чергу є причиною зміни полярності ерс, що індукуються. Отже, потенціал бази VT1 буде підвищуватися і останній закриється, в той час як потенціал бази VT2 буде знижуватись і транзистор VT2 відкриється. Через пів-обмотку W_{1-2} почне текти струм джерела живлення. Процес перемикання транзисторів буде носити періодичний характер і протягом одного періоду напруги, що виникає у вторинній обмотці W_2 , джерело буде двічі підключатись до пів-обмоток первинної обмотки W_1 . Змінна напруга з виходу трансформатора подається на випрямляч U_1 і далі на згладжу вальний фільтр і навантаження.

Частота роботи перетворювача залежить від напруги джерела живлення, параметрів схеми інвертора і струму навантаження. Із збільшенням струму навантаження частота перетворення зменшується, і в випадку КЗ в навантаженні генерація зривається. При знятті КЗ схема знову починає працювати. До переваг цієї схеми слід віднести її простоту, відсутність необхідності застосування захисту від КЗ в навантаженні і підмагнічування осердя трансформатора, а також можливість отримання достатньо близької до прямокутної форми вихідної напруги інвертора. До недоліків схеми відносять залежність частоти і форми вихідної напруги інвертора від величини вхідної напруги і струму навантаження, різке збільшення колекторного струму транзисторів в кінці кожного півперіоду і необхідність застосування транзисторів, розрахованих не менш ніж на подвійну допустиму напругу на закритому переході емітер – колектор.

Поширення отримали також мостова та пів-мостова схеми перетворювачів. В мостовій схемі – чотири транзистора, які створюють міст, в одну діагональ якого ввімкнутий трансформатор, а в іншу – джерело живлення. В пів-мостовій замість двох суміжних транзисторів використовують конденсатори.

В даний час найбільше поширення мають перетворювачі, інвертори яких виконані за схемою з незалежним збудженням. До складу такого інвертора

входять задавальний генератор G1 і підсилювач потужності A1, рис.15.2. В якості задавального генератора G1 можуть застосовуватися різноманітні генератори, в тому числі і малопотужні інвертори з самозбудженням.

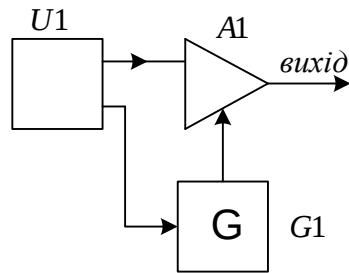


Рисунок 17.2 – Інвертор з незалежним збудженням

Вибір схеми підсилювача потужності значною мірою визначається вихідною потужністю, яка відбирається від перетворювача. Так, наприклад, для потужності не більше 15-20 Вт широко застосовується однотактні схеми, для більших потужностей – двотактні. Схеми останніх аналогічні схемам інверторів з самозбудженням і відрізняються тим, що в кола керування потужних транзисторів подаються від генератора G1 сформовані сигнали.

Список літератури

Базова

1. Стахів П.Г., Коруд В.І., Гамола О.Є., Чернівчан В.Я., Мусихіна Н.П. Основи електроніки з елементами мікроелектроніки: Навчальний посібник. – 2-ге вид., стереотип. – Львів: "Магнолія плюс", видавець СПД ФО В.М. Піча, 2006. – 225с.
2. О.М. Кобяков, М.М. Ляпа, В.М. Лисенко, В.І. Грабчак, В.В. Гриненко: Аналогова схемотехніка Навчальний посібник. – Суми. Видавництво Сум.ДУ, 2007. – 209 с.
3. Квітка С.О., Яковлев В.Ф., Нікітіна О.В. Електроніка та мікросхемотехніка.- Суми: Сумський національний аграрний університет, 2012.
4. Байраченко І.В. Радіотехнічні кола та сигнали. Київ, ВПЦ "Київський університет", 1992.
5. Левитський С.М. Напівпровідникові прилади. Київ, ВПЦ "Київський університет", 2000 р. – С.108.
6. Левитський С.М. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів. Київ, ВПЦ "Київський університет", 2003 р. – С.117.
7. Першин В.Т. Основы современной радиоэлектроники.- Ростов н/Д: Феникс, 2009.
8. Атабеков Г.И. Основы теории цепей. СПб.: Лань, 2009.
9. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники. М.: Радио и связь, 1990.
10. Смирных Л.Н. Аналоговая электроника. Ч.1, Новосибирск, НГУ, 2000.
11. Кучумов А. И. Электроника и схемотехника : учеб. пособие для студ. вузов. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М. : Гелиос АРВ, 2004. – 336 с.
12. Гусев В. Г., Гусев Ю. М. Электроника и микропроцессорная техника : учебник для студ. вузов. – М. : Высш. шк., 2008. – 798 с.

Допоміжна

1. Скаржепа В.А., Новацкий А.А., Сенько В.И. Электроника и микросхемотехника. Лабораторный практикум. К: Выща шк., 1989.
2. Левитський С.М., Слюсаренко І.І. Елементи та вузли цифрових радіоелектронних пристроїв: Навч. посібник. –К.: ВПЦ "Київський університет", 1998.
3. Левитський С.М. Генератори електричних сигналів. Київ, ВПЦ "Київський університет", 2004 р.
4. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М. : Дрофа, 2006.
5. Тамм И.Е. Основы теории электричества. М.: Физматлит, 2003.
6. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Т.1,2. М.: Мир, Бином, 2009
7. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. М.: Додэка ХХІ, 2008.
8. Жеребцов И. П. Основы электроники. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 352 с.
9. Петров К. С. Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника: Учебное пособие/ – СПб.: Питер, 2003. – 512 с.

Кравченко Володимир Олексійович
Шелехов Ігор Володимирович
Рясна Ольга Василівна

Електроніка та мікросхемотехніка

Конспект лекцій

Суми, РВВ, Сумський національний аграрний університет, вул.Г.Кондратьєва,160

Підписано до друку: _____ 2024 р. Формат А5: Гарнітура Times New Roman

Тираж: ____ примірників Замовлення _____ Ум. друк. арк. _____
