

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ АГРАРНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

Інженерно-технологічний факультет

Електроніка та мікросхемотехніка

Методичні вказівки до самостійної роботи

СУМИ – 2024

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
СУМСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ АГРАРНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

**Інженерно-технологічний факультет
Кафедра енергетики та електротехнічних систем**

Електроніка та мікросхемотехніка

**Методичні вказівки до самостійної роботи
для ЗВО 2 та 1 с.т. курсу
спеціальності 141 "Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка"
денної і заочної форм навчання
освітнього ступеня «Бакалавр»**

Укладачі: Кравченко В.О., к.ф.-м.н., ст. викладач кафедри енергетики та електротехнічних систем

Лисенко В.В., завідувач навчально-методичним кабінетом.

Кравченко В.О., Лисенко В.В.

К77 Електроніка та мікросхемотехніка: методичні вказівки до самостійної роботи / В.О.Кравченко, В.В.Лисенко. - Суми, 2024. – 84 с.

У виданні наведено матеріал та рекомендації щодо вивчення тем дисципліни «Електроніка та мікросхемотехніка», які виносяться на самостійне вивчення здобувачами. Вказівки призначені для здобувачів 2 та 1 с.т курсів ступеня вищої освіти «Бакалавр» зі спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

Рецензенти:

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

Лобода В.Б., професор кафедри охорони праці та фізики.

Відповідальний за випуск:

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

Рекомендовано до видання навчально-методичною радою інженерно-технологічного факультету. Протокол №6 від «22» травня 2024 року

ЗМІСТ

Тема 1. Основні положення та поняття.....	6
Тема 2. Напівпровідникові діоди.....	15
Тема 3. Біполярні транзистори.....	21
Тема 4. Польові транзистори.....	24
Тема 5. Одноперехідний транзистор.....	27
Тема 6. Перемикальні напівпровідникові прилади – тиристори.....	30
Тема 7. Фотоелектронні пристрої.....	35
Тема 8. Підсилювачі.....	38
Тема 9. Підсилювачі змінної напруги.....	45
Тема 10. Електронні підсилювачі низької частоти.....	49
Тема 11. Підсилювачі з гальванічними зв'язками.....	53
Тема 12. Операційні (вирішальні) підсилювачі.....	56
Тема 13. Генератори синусоїдних коливань.....	58
Тема 14. Генератори електричних імпульсів.....	64
Тема 15. Тригерні електронні структури.....	69
Тема 16. Випрямлячі і стабілізатори напруги та струму.....	72
Тема 17. Автономні інвертори.....	77
СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ.....	80

Тема 1. Основні положення та поняття

Вступ

Електроніка (electronic) – наука про взаємодію електронів з електромагнітними полями і методи створення електронних приладів, пристроїв, в яких ця взаємодія використовується для перетворення електромагнітної енергії, передавання, оброблення і зберігання інформації.

Практичними завданнями електроніки є: розроблення електронних приладів і пристроїв, що виконують різні функції в системах перетворення і передавання інформації, в системах управління, в обчислювальній техніці, а також в енергетичних пристроях; розроблення наукових основ електронних приладів технології, що використовує електронні і іонні процеси.

На базі досягнень електроніки розвивається промисловість, яка випускає електронну апаратуру для різних видів зв'язку, автоматики, телебачення, радіолокації, обчислювальної техніки, систем управління технологічними процесами, світлотехніки, інфрачервоної техніки, рентгенотехніки і ін.

Головними етапами розвитку електроніки є вакуумна (vacuum) твердотільна (solid) і квантова (quantum) електроніка. Кожний етап поділяється на ряд розділів і напрямів. Розділ об'єднує комплекси однорідних фізико-хімічних явищ і процесів, які мають фундаментальне значення для розроблення багатьох класів електронних приладів даного етапу. Напрямок охоплює методи конструювання і розрахунку електронних приладів, подібних за принципами дії або виконуваними функціями.

Найшвидкими темпами розвивається твердотільна електроніка. Твердотільні електронні прилади пройшли шлях розвитку від довгохвильових транзисторів і детекторів НВЧ до великих і надвеликих інтегральних мікросхем, що є базою сучасної обчислювальної техніки і її численних застосувань. На цьому шляху довелося долати труднощі як принципового, так і технологічного характеру. Вибір і точне легування матеріалів, а також отримання конструкцій з мікронними і субмікронними розмірами викликали розвиток таких складних технологічних напрямів, як фото і електронна літографія, іонна імплантація. Створення інтегральних мікросхем і інших твердотільних приладів виявилось неможливим без отримання ряду нових напівпровідникових (semi-conductor) і діелектричних (dielectric) особливо чистих матеріалів.

Становлення і розвиток електроніки стало можливим завдяки наполегливим зусиллям багатьох учених-фізиків,

Ще в древній Греції Фалес з Мілета вперше виявив, що янтар, потертий об вовну, притягає легкі предмети. Від грецького слова гехтроу (янтар) і виникла назва «електрика».

В 1891 р. англійський фізик Дж. Стоні, спираючись на дослідження Фарадея, Максвелла і багатьох інших учених, ввів у науку поняття «електрон», розуміючи під цим елементарну кількість електрики.

Перші кроки технічної електроніки можна віднести до кінця XIX в., коли російський електротехнік А. Н. Лодигін створив першу електричну лампу накаливання (1872 р.).

Відкриття американським ученим Т. А. Едісоном явища термоіонної емісії в 1883 р. і дослідження фотоелектронної емісії в 1888 р. професором Московського університету А. М. Столетовим послужили початком вивчення електронних явищ.

Подією, що зробила величезний вплив у розвитку електроніки, був винахід першого у світі радіоприймача російським вченим А. С. Поповим у 1895 р. Потреби радіотехніки в значній мірі стимулювали створення й удосконалювання різних електронних приладів.

Перший ламповий детектор винайшов англійський учений Дж. А. Флемінг (1904 р.). Через три роки після цього американський учений Лі де Форест ввів у лампу Флемінга керуючий електрод - сітку і створив тріод, що володіє здатністю генерувати і підсилювати електричні сигнали.

В наступні роки розвиток електроніки йшов швидкими темпами, удосконалювались електронні лампи, розроблялися інші електронні прилади — електронно-променеві, іонні, фотоелектронні, напівпровідникові.

Наприкінці 1948 р. американські вчені У. Браттейн, Дж. Бардін і У. Шоклі відкрили транзисторний ефект.

В 1949 – з'явилися перші промислові зразки транзисторів. Поля цього почалося інтенсивне дослідження нових фізичних явищ у напівпровідниках, виробництво і застосування багатьох різновидів напівпровідникових приладів. Особливо доцільним виявилось використання напівпровідникових приладів у багатоелементних пристроях, наприклад в ЕОМ, де їхнє застосування дозволило в кілька разів зменшити габаритні розміри, підвищити надійність роботи, знизити витрату електроенергії.

Сучасний етап розвитку електронної техніки характеризується значним ускладненням електронної апаратури. Звичайні (дискретні) компоненти електронних схем уже не можуть у деякій мірі задовільнити вимоги різкого зменшення габаритних розмірів і підвищення надійності електронних пристроїв. Усе більш широкий розвиток одержує мікроелектроніка — галузь електроніки, що займається мікромініатюризацією електронної апаратури з метою зменшення її обсягу, маси, вартості, підвищення надійності й економічності на основі комплексу конструктивних, технологічних і схемних методів. При цьому необхідно підкреслити, що саме успіхи в створенні і практичному використанні звичайних напівпровідникових приладів, удосконалюванні технології їхнього виготовлення вирішальним чином сприяють мікромініатюризації електронної апаратури на основі широкого застосування плівкових і особливо напівпровідникових інтегральних схем.

Весь період розвитку елементної бази електроніки в радіо-радіоелектронній апаратурі можна поділити на чотири покоління:

- а) дискретна електроніка на електровакуумних приладах;
- б) дискретна електроніка на напівпровідникових приладах;
- в) інтегральна мікроелектроніка на інтегральних мікросхемах;

г) інтегральна мікроелектроніка на функціональних приладах.

У першому поколінні елементної бази електроніки роль активних елементів виконували різні електровакуумні прилади. Як пасивні елементи застосовували резистори (resistor), конденсатори (capacitor), котушки індуктивності, трансформатори, з'єднувачі, перемикачі і інші дискретні радіодеталі. Радіоелектронну апаратуру (РЕА) збирали з окремих дискретних елементів, які механічно зміцнювалися на спеціальних панелях і електрично з'єднувалися між собою дрітними провідниками за допомогою паяння або зварки. Пізніше була розроблена друкарські плати, які були надійнішими, забезпечували велику відтворюваність параметрів РЕА і відносну легкість автоматизації виробництва.

Друге покоління елементної бази електроніки з'явилося з винаходом транзисторів (transistor) в 1948 р. американськими ученими Бардіном і Браттейном. Перші транзистори були точковими, їх р-п-переходи одержували в місці контакту з напівпровідником двох заточених дротів. Проте точкові контакти були нестабільними. Цей недолік був усунений в сплавних транзисторах, отримання р-п-переходів яких засновано на взаємодії рідкої фази вплавленого електрода, що містить легуючий елемент, з твердим напівпровідником. Сплавні транзистори відрізнялися великими переходами, низькою відтворюваністю параметрів і неможливістю отримання базових областей шириною менше 10 мкм. Потім у виробництво були впроваджені транзистори з дифузійними переходами, параметри яких більш відтворні, а ширина бази може бути зменшена до 0,2–0,3 мкм.

Третє покоління елементної бази електроніки – інтегральні мікросхеми – пов'язані з появою плівкової технології, яка в поєднанні з планарною технологією дала можливість в мікрооб'ємах твердого тіла виготовляти величезну кількість активних приладів.

Четверте покоління елементної бази електроніки складають функціональні мікросхеми, прилади і вузли. В структурі цих приладів важко або неможливо виділити елементи, еквівалентні традиційним дискретним компонентам (транзистори, діоди (diode), конденсатори (capacitor), резистори (resistor) і ін.). Прилади функціональної мікроелектроніки принципово відрізняються від елементів всіх попередніх поколінь. Тут проводиться інтеграція різних об'ємних і поверхневих фізичних явищ, завдяки чому може бути подоланий бар'єр конструктивної складності сучасних інтегральних мікросхем.

Мікроелектроніка – це науково-технічний напрям електроніки, що займається проблемами дослідження, конструювання та виготовлення високонадійних та економічних мікромініатюрних електронних схем і пристроїв за допомогою комплексу фізичних, хімічних, схемотехнічних та інших методів.

Задачі та принципи мікроелектроніки:

1. Створення максимально надійних електронних схем і пристроїв.

Ця задача вирішується в основному шляхом використання якісно нових принципів виготовлення електронної апаратури, тобто шляхом відмови від

використання дискретних елементів і створення інтегральних мікросхем (ІМС), у яких формування активних елементів (транзисторів, діодів), пасивних елементів (резисторів, конденсаторів) і сполучних елементів електронної схеми відбувається на поверхні або в об'ємі напівпровідникового кристала або на поверхні діелектричної підкладки в єдиному технологічному циклі. Мінімальна кількість внутрішньосхемних з'єднань дає можливість різко підвищити надійність мікроелектронної апаратури.

2. Зниження вартості електронних схем і пристроїв.

Ця задача вирішується шляхом формування за єдиний технологічний цикл структур різних елементів, міжелементних з'єднань і контактних площин для багатьох інтегральних мікросхем на відносно великій напівпровідниковій пластині або на діелектричній підкладці з наступним поділом відповідно на кристали або на плати інтегральних мікросхем. При цьому вдається виключити багато нераціональних технологічних операцій, скоротити число внутрішньосхемних з'єднань, виключити роздільну герметизацію окремих елементів та істотно скоротити число складальних операцій, які необхідні при виготовленні дискретних елементів і при їхній зборці в схему.

Поряд з рішенням цих двох найважливіших задач мікроелектроніки створення та використання ІМС призводить до різкого зменшення маси та об'єму електронної апаратури у порівнянні з масою та об'ємом апаратури на дискретних елементах, а також до зменшення споживаної потужності.

Величезний крок уперед у створенні найскладніших типів РЕА дозволили зробити інтегральні мікросхеми (ІМС).

ІМС – це мікроелектронний виріб, виконуючий певну функцію перетворення, обробки сигналу та (або) нагромадження інформації, що має високу щільність упакування електрично з'єднаних елементів, і який з погляду вимог до випробувань, приймання, поставки та експлуатації розглядається як єдине ціле.

1.1. Фізика електровакуумних приладів

Найпростіший електровакуумний прилад — *діод* (рис. 1.1, *а*) має вигляд балона, тиск повітря в якому не перевищує $10^{-7} \dots 10^{-8}$ мм. рт. ст., де знаходяться два основних електроди: розжарюваний катод К й анод А. Розжарення катода забезпечується пропусканням по ньому електричного струму (катод прямого, безпосереднього розжарення) або за допомогою окремої спіралі розжарення (катод із непрямым, посереднім розжаренням). Завдяки термоелектронній емісії навколо катода утворюється електронна хмарка. Залежно від напрямку електричного поля між анодом і катодом електрони з цієї хмарки можуть або прискорюватись у напрямку анода й утворювати анодний струм (коли анод приєднано до позитивного полюса джерела живлення), або, навпаки, гальмуватися і відкидатися у напрямку катода, тобто діод має ідеальну однобічну провідність.

Введення третього електрода — сітки С (рис. 1.1, *б*), розташованої поблизу катода, дає змогу керувати відносно великим струмом без витрат

потужності, тому що на сітку подається негативний відносно катода потенціал. Близькість розташування сітки до катода робить значно помітнішим вплив зміни сіткової напруги на зміну анодного струму, ніж вплив зміни анодної напруги. В цьому і полягає підсилювальна властивість триелектродної лампи, що дістала назву *тріода*.

Основними параметрами тріода, які визначають в околі РТ за його ВАХ, є

статичний коефіцієнт підсилення

$$\mu = \left. \frac{\Delta U_{AK}}{\Delta U_{CK}} \right|_{I_A = \text{const}} ;$$

крутість анодно-сіткової характеристики

$$S = \left. \frac{\Delta I_A}{\Delta U_{CK}} \right|_{U_{AK} = \text{const}} ;$$

внутрішній опір

$$R_i = \left. \frac{\Delta U_{AK}}{\Delta I_A} \right|_{U_{CK} = \text{const}} .$$

Ці параметри пов'язані між собою основним рівнянням електронної лампи

$$\mu = SR_i .$$

Тріод має багато недоліків, тому під час еволюції електронних ламп, спрямованої на поліпшення їхніх параметрів і характеристик, з'явилися спочатку *тетроди* (лампи з другою — екранувальною сіткою), а потім *променеві тетроди* та *пентоди* (лампи з третьою — антидинаatronною сіткою) (рис. 1.1, в).

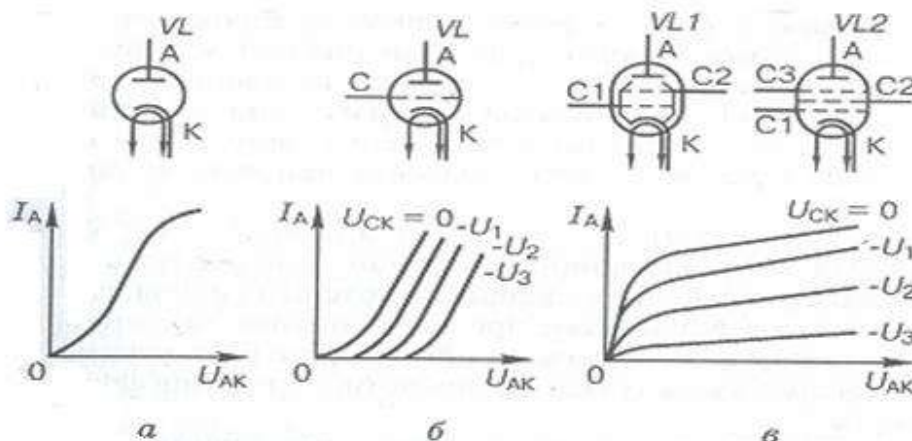


Рисунок 1.1 – Умовні графічні позначення і вихідні ВАХ найпростіших електровакuumних приладів: а – діода, б – тріода, в – променевого тетрода і пентода

На екранувальну сітку подають позитивну відносно катода напругу приблизно того самого значення, що й анодна напруга. Внаслідок цього електричне поле, яке прискорює електрони, що пройшли крізь керувальну сітку, практично не залежить від напруги на аноді. Наслідком цього є значне

збільшення R_i та μ і різке зменшення ємності між керувальною сіткою й анодом, що має суттєве значення при використанні лампи на високих частотах.

Однак недоліком тетрода є наявність вторинної електронної емісії з поверхні анода. Потік вторинних електронів з анода в тих випадках, коли потенціал екранувальної сітки вищий за потенціал анода, спричинює перерозподіл струмів й зумовлює провал в анодних характеристиках. Це явище дістало назву *динатронного ефекту*. Для його усунення будують тетроди спеціальної конструкції. В них потік електронів формують у вигляді променів.

Найпоширенішим способом боротьби з динатронним ефектом є введення між екранувальною сіткою й анодом третьої, антидинатронної сітки, що з'єднується з катодом і своїм негативним потенціалом перешкоджає виходу вторинних електронів з анода. При коефіцієнті підсилення до 300 пентоди можна застосовувати на частотах до сотень мегагерців.

У побутовій радіоелектроніці й апаратурі широкого призначення електровакуумні прилади майже не використовують. Однак висока стабільність характеристик і деякі інші якості зумовлюють застосування їх у професійній апаратурі, радіовимірювальних і окремих спеціальних радіоелектронних пристроях.

2. Властивості р-п-переходів за наявності зовнішнього електричного поля.

р-п – перехід при відсутності зовнішньої напруги

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

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

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

З появою дифузійного поля переходу $E_{\text{диф}}$ між *п*- та *р*-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. В іншому разі йдеться про зворотне включення.

Пряме включення p - n -переходу

Вважатимемо, що до контактів прикладено пряму напругу U_{np} (рис. 1.2). 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 $E_{диф}$. 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. Виникає результируючий прямий струм через перехід. Величина цього струму визначається дифузійною складовою $j_{диф}$. Це струм основних носіїв.

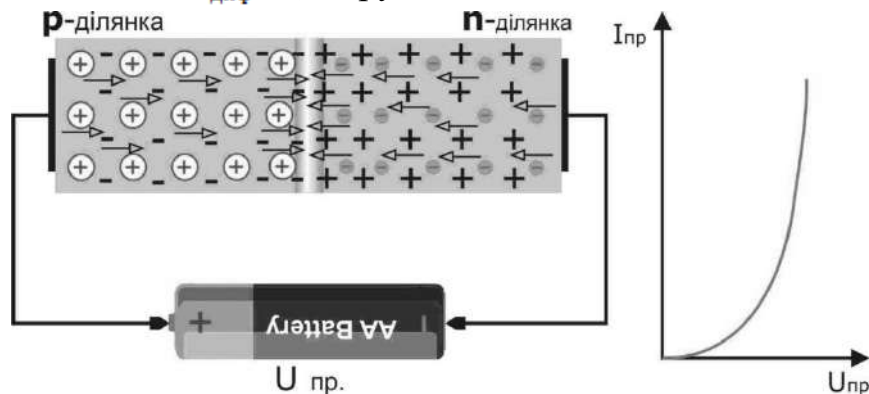


Рисунок 1.2 – Пряме включення p - n -переходу

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.

Зворотнє включення p - n -переходу

Якщо зовнішнє електричне поле збігається з полем потенціального бар'єра (рис. 1.3), то із підвищенням його напруженості потенціальний бар'єр збільшується, ширина Δ збідненої вільними носіями зони зростає, опір p - n -переходу підвищується. Кількість основних носіїв, здатних подолати дію такого поля, зменшується, струм дифузії основних носіїв спадає. Основні носії під дією зовнішнього поля відтягуються від приконтактних шарів у глибину напівпровідника. Для неосновних носіїв потенціальний бар'єр в p - n -переході відсутній, і вони будуть втягуватися полем в n - p -перехід. Таке вмикання p - n -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.

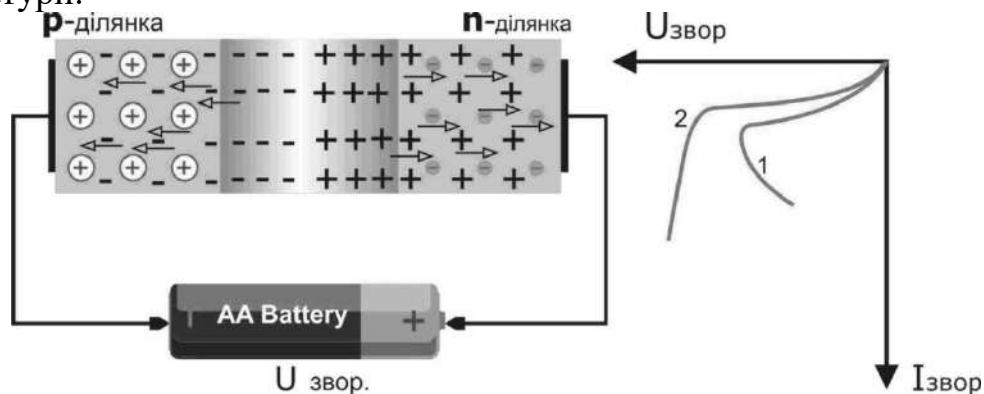


Рисунок 1.3 – Зворотнє включення p - n -переходу

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

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

3. 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 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.

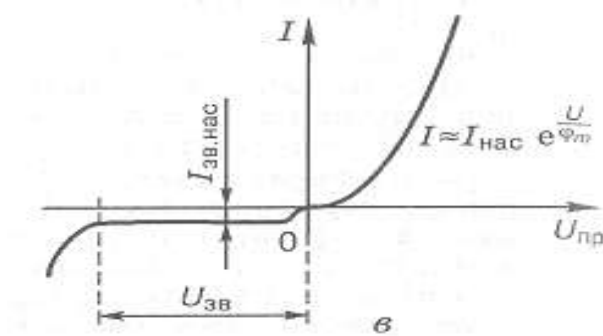


Рисунок 1.4 – ВАХ р-п-переходу

При **лавинному** пробію 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 ($L_n < \delta$), то такі пробію найбільш ймовірні для широких переходів

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 вириваються 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 перебіг 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. Умовне (символічне) позначення діодів

Відповідно до діючої системи маркування напівпровідникові діоди позначають чотирма елементами.

Першим елементом (буквою або цифрою) позначають вихідний матеріал:

Г або 1 – германій;

К або 2 – кремній;

А або 3 – арсенід галію.

Позначення, що починаються з цифри, мають прилади, які можуть працювати при підвищених температурах.

Другим елементом (буквою) позначають тип діода:

Д – випрямляючі, універсальні, імпульсні діоди;

Ц – випрямляючі стовпи і блоки;

А – надвисокочастотні діоди;

С – стабілітрони;

И – тунельні діоди;

В – варикапи;

Ф – фотодіоди;

Л – світлодіоди.

Третій елемент – число (трицифрове), що вказує на призначення та електричні властивості діода.

Четвертим елементом (буквою) позначають різновиди типів з даної групи приладів. Для напівпровідникових діодів, які не мають різновидів типу, четвертого елемента немає.

Умовні графічні позначення різних діодів (УГП) на принципових електричних схемах наведені рис.2.1.

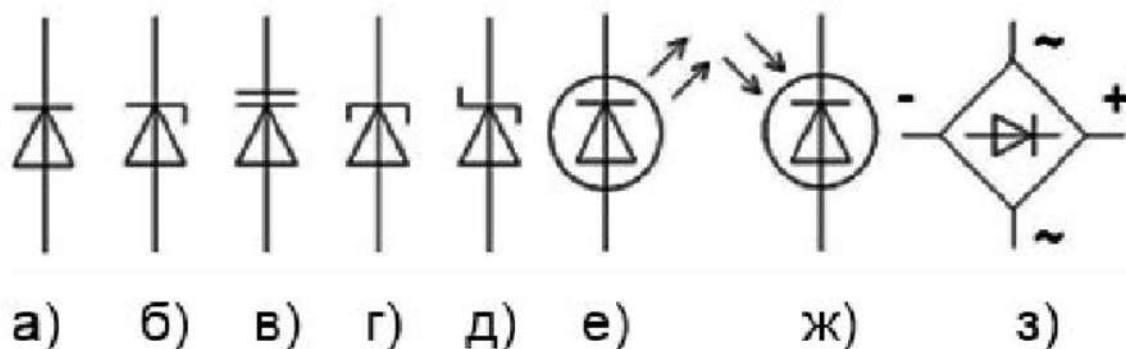


Рисунок 2.1 – Умовні графічні позначення діодів:

а – випрямляючі, високочастотні, НВЧ, імпульсні й діоди Гана;

б – стабілітрони; в – варикапи; г – тунельні діоди; д – діоди Шотткі;

е – світлодіоди; ж) фотодіоди; з) випрямляючі блоки

2. Варикапи

Варикапи – напівпровідникові діоди, в яких використовується бар'єрна ємність закритого р-п переходу, що залежить від величини зворотної напруги прикладеної до діода. Отже варикап використовується як конденсатор змінної ємності, який керується напругою.

Якщо до р-п переходу подати зворотну напругу то ширина потенціального бар'єру збільшиться, а, відповідно, бар'єрна ємність зменшиться. Основною характеристикою варикапів є вольт–фарадна характеристика $C=f(U_{зв})$ (рис.2.2).

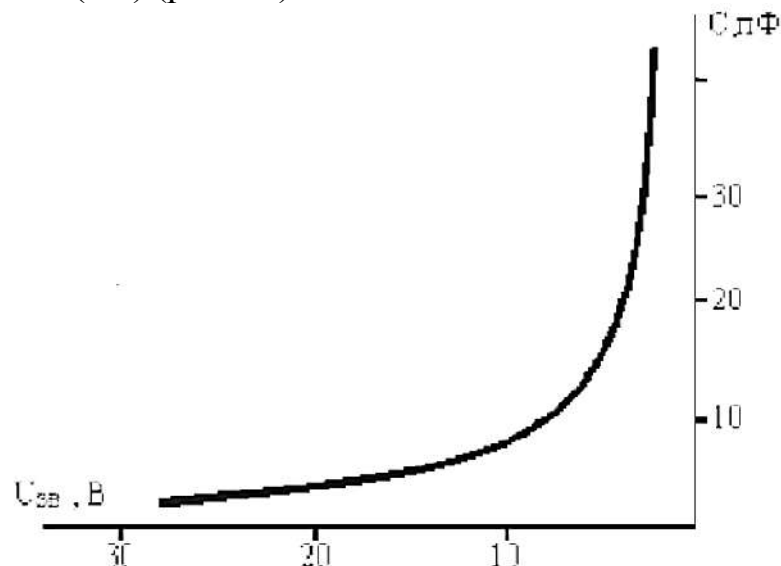


Рисунок 2.2 – Вольт – фарадна характеристика варикапів

Основні параметри варикапів:

- Максимальне, мінімальне і номінальне значення ємності варикапа
- Коефіцієнт перекриття – відношення максимальної ємності до мінімальної.
- Максимальна робоча температура.

Основне використання варикапа – керування (настройка) частотою коливального контуру. На рис.2.3 приведена схема ввімкнення варикапа в коливальний контур.

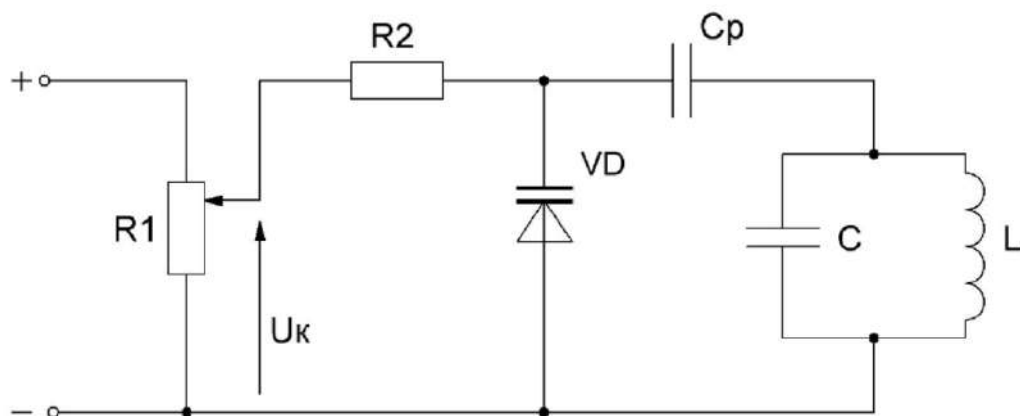


Рисунок 2.3 – Схема вмикання варикапа

Керуюча напруга на варикап подається через багатоомний резистор R2. Це виключає шунтування ємності варикапа малим внутрішнім опором джерела керуючої напруги. Змінюючи її значення, змінюють зворотну напругу на варикапі і, відповідно, його ємність. Паралельно варикапу вмикається коливальний LC-контур, настроювання якого регулюють за допомогою варикапа. Роздільний конденсатор C_p вмикають для запобігання шунтуванню варикапа малим опором індуктивності для постійної напруги.

3. Фотодіоди

Фотодіод є напівпровідниковим фотоелектричним приладом, що містить р-п-перехід, і використовуючий явище внутрішнього фотоелектричного ефекту.

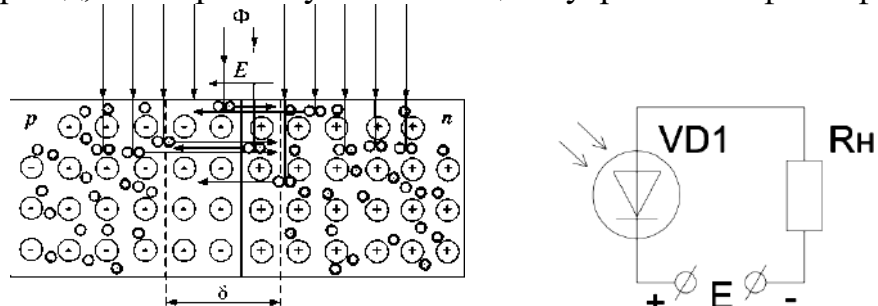


Рисунок 2.4 – Будова і принцип дії фотодіода

Принцип дії. При опромінюванні напівпровідника світловим потоком Φ зростає фотогенерація власних носіїв зарядів, що приводить до збільшення кількості як основних, так і неосновних носіїв зарядів.

Проте фотогенерація в значній мірі впливатиме на зворотний струм, оскільки не основних носіїв зарядів значно менше ніж основних. Для фотодіодів $I_{обр}$ – це фотострум.

Темновий струм – струм через фотодіод за відсутності світлового потоку і при заданій робочій напрузі.

Інтегральна чутливість – це відношення фотоструму до світлового потоку $S = \frac{I_{\Phi}}{\Phi}$.

Робоча напруга – ця зворотна напруга, що подається на фотодіод, при якому всі параметри фотодіода будуть оптимальними.

У даний час важливе значення мають напівпровідникові фотоелементи, що використовуються як перетворювачі сонячної енергії в електричну. З таких елементів створюють сонячні батареї, які володіють порівняно високим КПД (до 20 %) і можуть розвивати потужність до декількох кіловат. Сонячні батареї є основними джерелами живлення штучних супутників Землі, на космічних кораблях, автоматичних метеостанціях та ін. Практичне використання сонячних батарей безперервно розширюється.

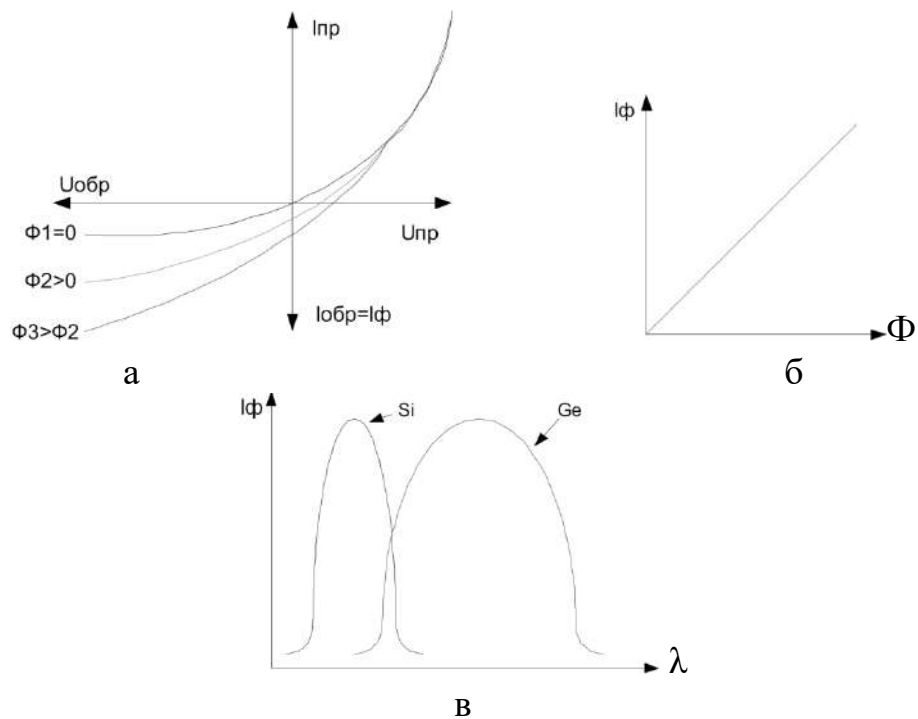


Рисунок 2.5 – Характеристики фотодіодів: а – ВАХ фотодіода, б – залежність фотоструму I_{ϕ} від величини світлового потоку $I_{\phi}=f(\Phi)$, в – спектральна характеристика (залежність фотоструму від довжини хвилі світлового випромінювання $I_{\phi}=f(\lambda)$)

4. Світлодіоди

Світлодіод або світловипромінюючий діод (СД, LED англ. Light-emitting diode) - напівпровідниковий прилад з електронно-дірковим переходом, що створює оптичне випромінювання при пропущенні через нього електричного струму. Випромінюваний світло лежить у вузькому діапазоні спектра, його спектральні характеристики залежать у тому числі від хімічного складу використаних в ньому напівпровідників.

У 1923 році, експериментуючи з детектуючим контактом на основі пари "карборунд - сталевий дріт", Олег Лосев виявив на стику двох різнорідних матеріалів слабе світіння - електролюмінесценція напівпровідникового переходу. При пропущенні електричного струму через р-п перехід в прямому напрямку, носії заряду - електрони і дірки - рекомбінують з випромінюванням фотонів (через перехід електронів з одного енергетичного рівня на інший).

Принцип дії. При прямому включенні основні носії заряду переходять через р-п перехід і там рекомбінують. Рекомбінація пов'язана з виділенням енергії. Для більшості напівпровідникових матеріалів це енергія теплова. Тільки для деяких типів на основі арсеніду галію ширина забороненої зони ΔW достатньо велика, і довжина хвилі лежить у видимій частині спектру.

Не всі напівпровідникові матеріали ефективно випускають світло при рекомбінації. Кращі випромінювачі ставляться до прямозоні напівпровідників (тобто таким, в яких дозволені прямі оптичні переходи

зона-зона), наприклад, GaAs, InP (фосфід індію), ZnSe (селенід цинку) або CdTe (теллурид кадмію). Варіюючи склад напівпровідників, можна створювати світлодіоди для всіляких довжин хвиль від ультрафіолету (GaN нитрид галію) до середнього інфрачервоного діапазону (PbS сульфід свинцю). Діоди, зроблені з непрямозонних напівпровідників (наприклад, кремнію, германію або карбіду кремнію), світло практично не випромінюють.



Рисунок 2.6 – Зовнішній вигляд світлодіода

Найбільше поширення набули світло діоди у яких на кристалі напівпровідника створено два р-п-переходи (рис. 2.7).

Домішки підібрані таким чином, що один перехід випромінює світло червоного кольору, а інший – зеленого. При їх змішуванні виходить жовтий колір. В структурі є три (1, 2, 3) виводи, що дозволяє через кожний р-п-перехід пропускати своє значення струму. Змінюючи струми переходів, вдається міняти колір випромінювання від жовто-зеленого до червоно-жовтого відтінку, а також одержувати чисті червоний і зелений кольори.

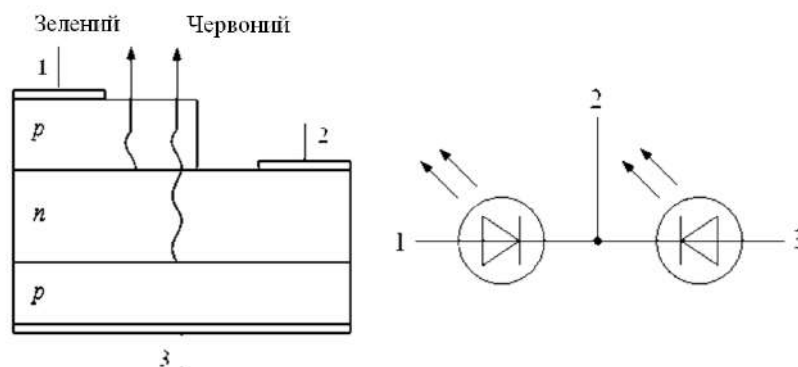


Рисунок 2.7 – Світлодіод з двома р-п-переходами

Основні характеристики:

а) Характеристика яскравості – це потужнісна залежність випромінювання від прямого струму $P_u = f(I_{пр})$.

б) Спектральна характеристика – це залежність потужності випромінювання від довжини хвилі $P_u = f(\lambda)$.

Основні параметри: яскравість свічення при максимальному прямому струмі; повна потужність випромінювання $P_{u \max}$.

У порівнянні з іншими електричними джерелами світла (перетворювачами електроенергії в електромагнітне випромінювання видимого діапазону), світлодіоди мають наступні відмінності:

– Висока світлова віддача. Сучасні світлодіоди зрівнялися за цим параметром з натрієвими лампами газорозрядними і металогалогенними лампами, досягнувши 150 Люмен на Ватт.

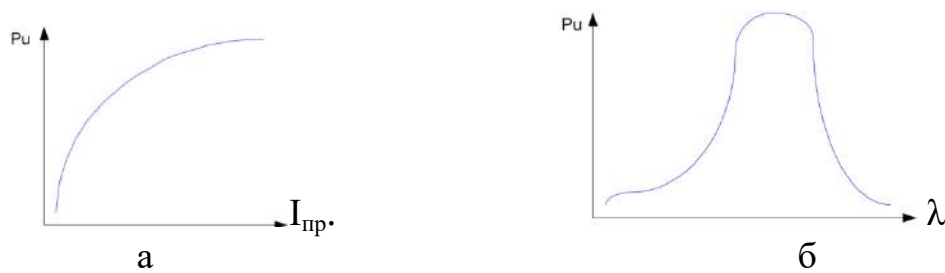


Рисунок 2.8 – Потужнісна (а) і спектральна (б) характеристики світлодіода

- Висока механічна міцність, вібростійкість (відсутність нитки розжарювання та інших чутливих складових).

- Тривалий термін служби - від 30000 до 100000 годин (при роботі 8 годин в день - 34 роки). Але і він не нескінченний - при тривалій роботі та/або поганому охолодженні відбувається "отруєння" кристала і поступове падіння яскравості.

- Мала інерційність - включаються відразу на повну яскравість, в той час як у ртутно-фосфорних (люмінесцентних) ламп час включення від 1 сек до 1 хв, а яскравість збільшується від 30% до 100% за 3-10 хвилин, залежно від температури навколишнього середовища.

- Різний кут випромінювання - від 15 до 180 градусів.

- Низька вартість індикаторних світлодіодів, але відносно висока вартість при використанні в освітленні, яка знизиться при збільшенні виробництва і продажів.

- Безпека - не потрібні високі напруги, низька температура світлодіода або арматури, зазвичай не вище 60 градусів Цельсія.

- Нечутливість до низьких і дуже низьких температур. Однак, високі температури протипоказані світлодіоду, як і будь-яким напівпровідників.

- Екологічність - відсутність ртуті, фосфору і ультрафіолетового випромінювання на відміну від люмінесцентних ламп.

Спектр сучасних світлодіодів буває різним - від теплого білого (з максимумом, що відповідає температурі 2700 K) до холодного білого (6500 K).

Кількість циклів включення-виключення не роблять істотного впливу на термін служби світлодіодів (на відміну від традиційних джерел світла - ламп розжарювання, газорозрядних ламп).

Застосування світло діодів: у вуличному, промисловому, побутовому освітленні, в якості індикаторів - як у вигляді одиночних світлодіодів (наприклад, індикатор включення на панелі приладу), так і у вигляді цифрового або буквено-цифрового табло (наприклад, цифри на годиннику), потужні світлодіоди використовуються як джерело світла в ліхтарях і світлофорах, у підсвічуванні РК-екранів (мобільні телефони, монітори, телевізори і т. д.), в іграх, іграшках, значках, USB-пристроях та ін.

Тема 3. Біполярні транзистори

1. Схеми вмикання транзисторів

Залежно від того, який з електродів транзистора підключений до спільного виводу, розрізняють включення зі спільною базою, спільним емітером і спільним колектором. Варіанти схем включення транзистора наведені на рис. 3.1.

Включення транзистора зі спільною базою забезпечує підсилення тільки напруги. Коефіцієнт підсилення струму при такому включенні менший за одиницю і мало змінюється при зміні режиму роботи, температури і заміні транзистора. Коефіцієнт підсилення потужності порівняно невеликий, проте при заміні екземплярів транзисторів, їх старінні і зміні температури змінюється значно менше, ніж при інших включеннях транзистора.

Вхідний опір транзистора при включенні зі *СБ* (рис. 3.1, а) менший, ніж при інших включеннях, і знаходиться в межах від десятих частин Ома (для транзисторів великої потужності) до десятків Ом (для транзисторів малої потужності). При збільшенні опору навантаження вхідний опір зростає. Вихідний опір при включенні зі *СБ* більший, ніж при інших включеннях, і він росте при збільшенні внутрішнього опору джерела сигналу R_i . Коефіцієнт гармонік при включенні транзистора зі *СБ* зазвичай не перевищує декількох відсотків при повному використанні транзистора. Тому включення зі *СБ* часто застосовують у вихідних каскадах підсилювачів звукових частот.

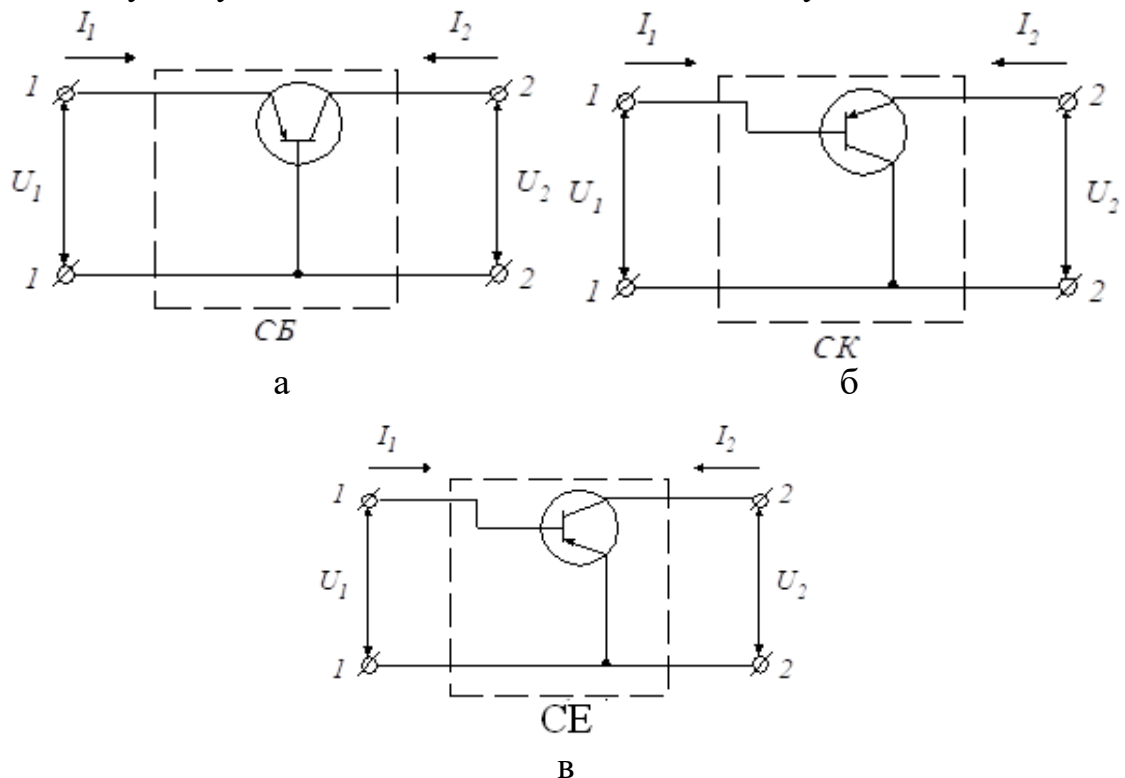


Рисунок 3.1 – Схеми включення біполярного транзистора

Включення транзистора зі спільним колектором (рис.3.1, б) забезпечує найбільший (для біполярних транзисторів) вхідний опір (до сотень кОм для малопотужних транзисторів), який сильно зростає при збільшенні опору навантаження. Вихідний опір при такому включенні менший, ніж при інших, і знаходиться в межах від десятих частин Ома (для транзисторів великої потужності) до тисячі Ом (для транзисторів малої потужності). Вихідний опір транзистора різко зростає при збільшенні внутрішнього опору джерела сигналу.

Коефіцієнт підсилення напруги при включенні транзистора зі *СК* менший одиниці, коефіцієнт підсилення струму дещо більший, ніж при включенні зі *СЕ*, і сильно змінюється при зміні режиму роботи, температури і заміні транзисторів.

Включення зі *СК* застосовують в каскадах попереднього підсилення, коли потрібні великий вхідний опір і мала вхідна ємність, а також в каскадах з великою вихідною потужністю, коли потрібний малий вихідний опір або малі нелінійні спотворення.

Включення транзистора зі спільним емітером (рис.3.1, в) дозволяє отримати підсилення як струму, так і напруги сигналу. Коефіцієнт підсилення потужності при такому включенні найбільший, проте сильно змінюється при зміні режиму транзистора, температури і заміні транзисторів. Вхідний опір транзистора при включенні зі *СЕ* значно вищий, ніж при включенні зі *СБ*, і знаходиться в межах від декількох Ом (для транзисторів великої потужності) до тисяч Ом (для транзисторів малої потужності). При збільшенні опору навантаження вхідний опір зменшується. Вихідний опір транзистора менший, ніж при включенні з *СБ*, і зменшується при збільшенні внутрішнього опору джерела сигналу. Коефіцієнт гармонік при включенні транзистора зі *СЕ* більший, ніж при інших включеннях. Проте таке включення застосовується найширше, оскільки забезпечує найбільше підсилення потужності і напруги при заданому опорі навантаження.

2. Статичні характеристики біполярного транзистора

Статичні (вольт-амперні) характеристики містять інформацію про властивості транзистора у всіх режимах роботи при великих і малих сигналах, зокрема про зв'язки між параметрами. За вольт-амперними характеристиками можна визначити ряд параметрів, що не наводяться в довідковій літературі, а також розрахувати кола зміщення, стабілізації режиму, оцінити роботу транзистора в широкому діапазоні імпульсних і постійних струмів, потужностей і напруги. В основному використовуються два сімейства статичних вольт-амперних характеристик: вхідні і вихідні.

Вхідні характеристики встановлюють залежність вхідного струму (струму бази або емітера) від напруги між базою і емітером при фіксації напруги на колекторі. Вхідні характеристики транзистора (рис. 3.2) аналогічні характеристикам діода в прямому напрямі з експоненціальним зростанням струму при збільшенні напруги. При $U_k > 0$ вхідні характеристики мало залежать від напруги на колекторі. При пониженні або підвищенні

температури переходів транзистора вхідні характеристики зміщуються в область більших або менших вхідних опорів відповідно.

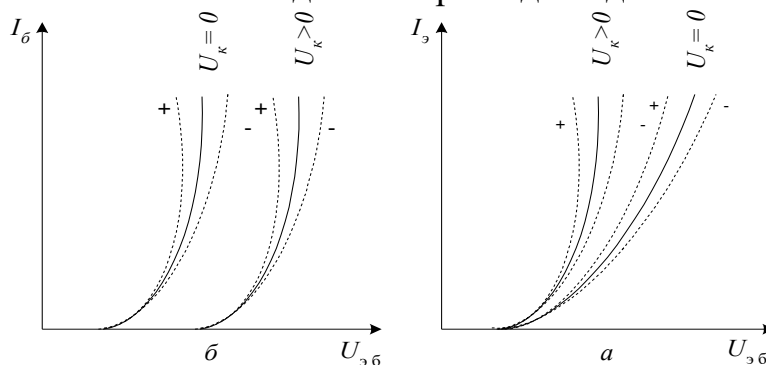


Рисунок 3.2 – Вхідні характеристики транзистора при включенні:
а - зі СБ; б - зі СЕ.

Вихідні характеристики встановлюють залежність струму колектора від напруги на ньому при певному струмі бази або емітера (залежно від способу включення транзистора). Відмітною особливістю вихідних характеристик транзистора (рис. 3.3.), включеного за схемою зі спільною базою, є слабка залежність струму колектора від напруги $U_{кб}$. При напрузі вище певного значення відбувається пробій колекторного переходу. Струм колектора транзистора, включеного за схемою зі СЕ, залежить в основному від напруги на колекторі. Різке зростання струму колектора починається при меншій напрузі на колекторі, ніж при включенні транзистора за схемою зі спільною базою. Тільки при закритому транзисторі $U_{бе} = 0$ напруга пробією наближається до напруги пробією транзистора, включеного за схемою зі спільною базою. При підвищенні температури переходів вихідні характеристики зміщуються у бік великих струмів через збільшення зворотного струму колекторного переходу.

Статичні вольт-амперні характеристики транзисторів на постійному струмі будують за точками або отримують за допомогою спеціальних характеристикиографів, що дозволяють уникнути сильного нагріву транзисторів.

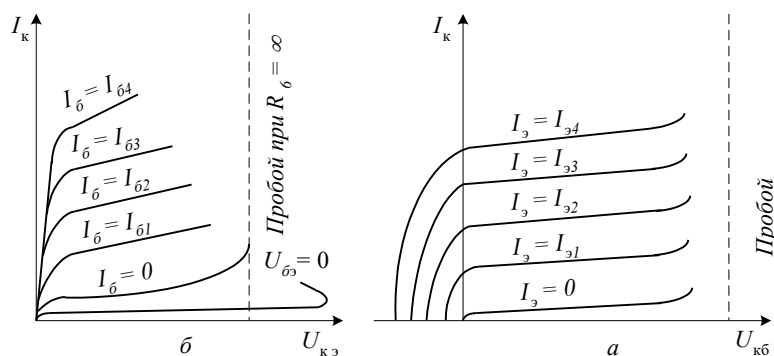


Рисунок 3.2 – Вихідні характеристики транзистора при включенні:
а - зі СБ; б - зі СЕ

Тема 4. Полюві транзистори

1. МОН (метал-окисел-напівпровідник) 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.4.1). 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.

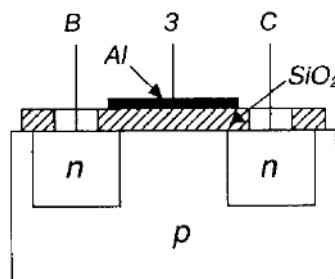


Рисунок 4.1 – Конструкція МОН – транзистора з індукованим каналом

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. 4.2.

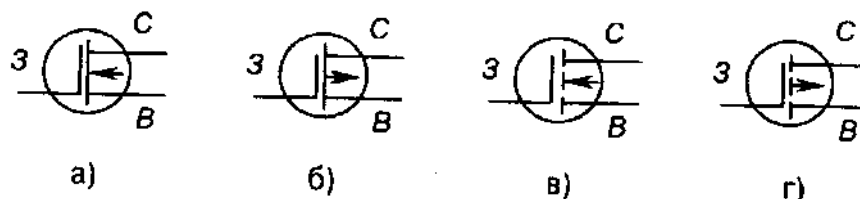


Рисунок 4.2 – Умовні позначення МДН-транзисторів з каналами: вбудованим n -типу (а); вбудованим p -типу (б); індукованим n -типу (в); індукованим p -типу (г)

2. Статичні характеристики польових транзисторів

Роботу ПТ з керуючим *p-n* переходом визначають сім'ї ВАХ двох видів: стокові і стік-затворні

Стокові (вихідні) характеристики польового транзистора з *p-n*-переходом і каналом *n*-типу показані на рис. 4.3, а. Вони відображають залежність струму стоку від напруги $U_{св}$ при фіксованій напрузі $U_{зв}$: $I_c = f(U_{св})$ при $U_{зв} = \text{const}$.

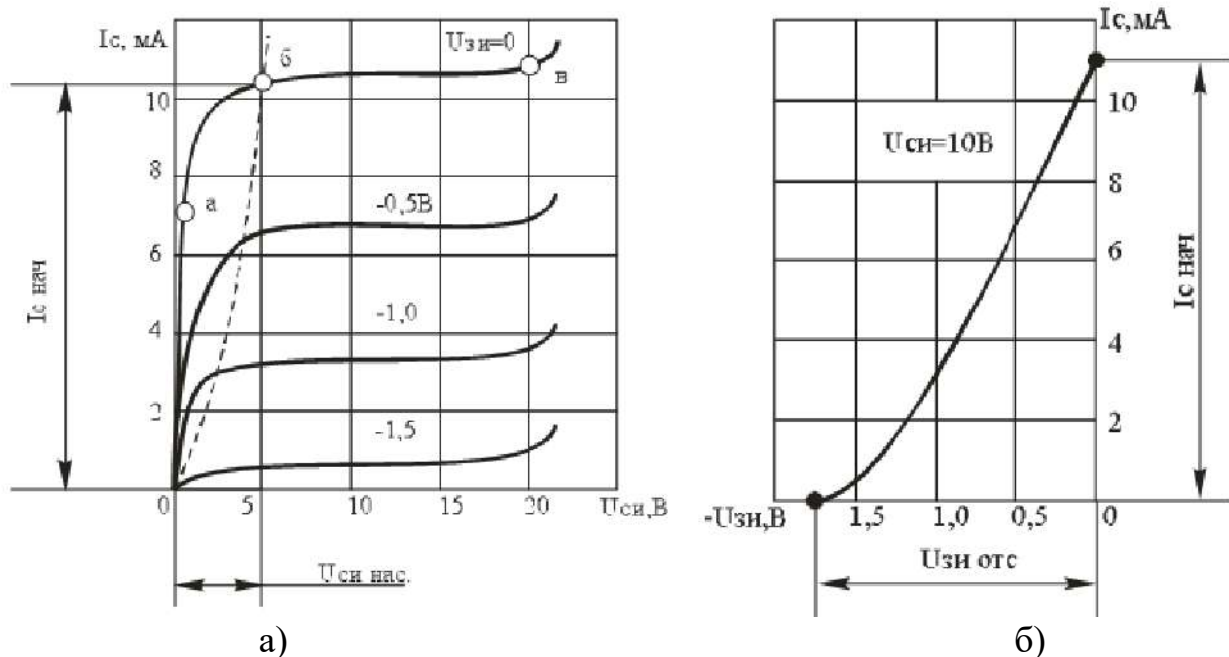
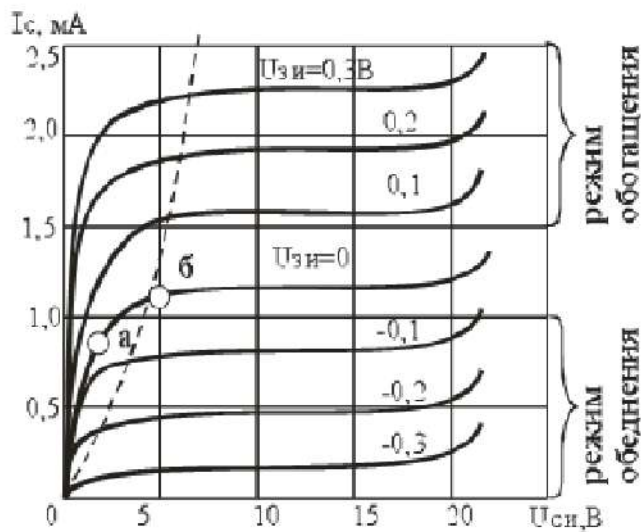


Рисунок 4.3 – Вольт-амперні характеристики польового транзистора з *p-n*-переходом і каналом *n*-типу: а - стокові (вихідні); б - стоко-затворна

Особливістю польового транзистора є те, що на провідність каналу впливає як керуюча напруга $U_{зв}$, так і напругу $U_{св}$. При $U_{св} = 0$ вихідний струм $I_c = 0$. При $U_{св} > 0$ ($U_{зв} = 0$) через канал протікає струм I_c , в результаті чого створюється падіння напруги, що зростає в напрямку стоку. Сумарне падіння напруги ділянки витік-стік одно $U_{св}$. Підвищення напруги $U_{св}$ викликає збільшення падіння напруги в каналі і зменшення його перетину, а отже, зменшення провідності каналу. При певній напрузі $U_{св}$ відбувається звуження каналу, при якому кордони обох *p-n*-переходів змикаються і опір каналу стає високим. Така напруга $U_{св}$ називають напругою перекриття або напругою насичення $U_{св\text{ нас.}}$. При подачі на затвор зворотної напруги $U_{зв}$ відбувається додаткове звуження каналу, і його перекриття настає при меншому значенні напруги $U_{св\text{ нас.}}$. У робочому режимі використовуються пологі (лінійні) ділянки вихідних характеристик.

Стоко-затворна характеристика польового транзистора показує залежність струму I_c від напруги $U_{зв}$ при фіксованій напрузі $U_{св}$: $I_c = f(U_{св})$ при $U_{св} = \text{const}$ (рис. 4.3, б).

Вихідні ВАХ ПТ з ізолюваним затвором подібні до ВАХ ПТ з керуючим р-п переходом, тільки характеристики проходять вище зі збільшенням напруги $U_{зв}$ (рис.4.4, 4.5)

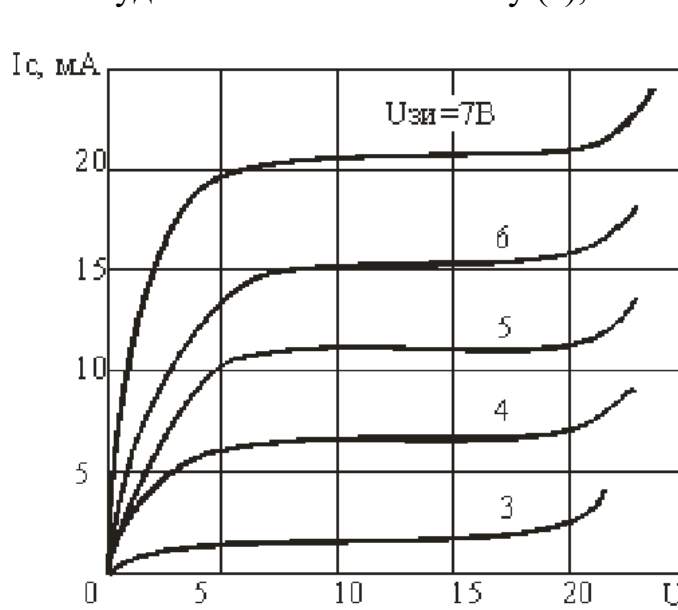


а)

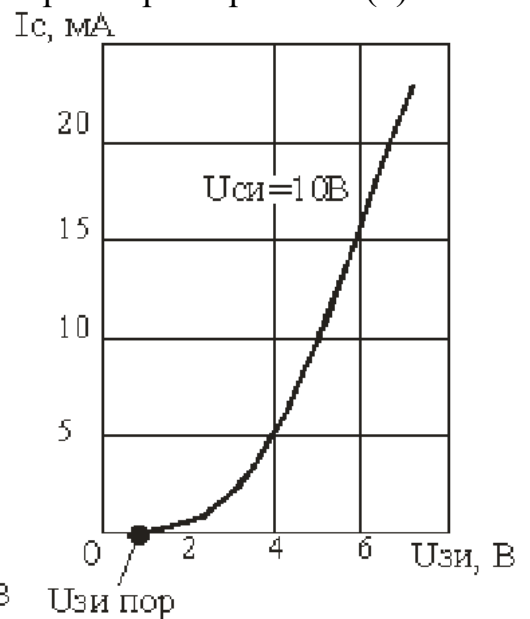


б)

Рисунок 4.4 – Сімейство стокових характеристик МДП - транзистора з вбудованим каналом n-типу (а); стоко-затворна характеристика (б)



а)



б)

Рисунок 4.5 – Сімейство стокових характеристик транзистора з індукованим каналом n-типу (а); стоко-затворна характеристика (б)

Тема 5. Одноперехідний транзистор

1. Застосування одноперехідного транзистора в електронних схемах автоматики

Одноперехідні транзистори отримали широке застосування у різних пристроях автоматики, імпульсної і вимірювальної техніки — генераторах, порогових пристроях, дільниках частоти, реле часу тощо. Хоча основною функцією ОПТ є перемикач, основним функціональним вузлом серед більшості схем на ОПТ є релаксаційний генератор.

У зв'язку з відносно великим об'ємом бази одноперехідні транзистори поступаються біполярним за частотними характеристиками.

Як прилад з S-подібною ВАХ, ОПТ дозволяє в принципі створювати будь-які пристрої: підсилювачі, генератори синусоїдальних коливань, релаксаційні генератори імпульсів, двостабільні пристрої - тригери, кільцеві лічильники тощо. Однак через невисоку швидкодію (частоти до 200-300 кГц) багато з цих пристроїв не витримали конкуренції з пристроями на біполярних і польових транзисторах, особливо реалізованих у вигляді інтегральних мікросхем. Зокрема, це відноситься до схем тригерів та кільцевих лічильників.

Разом з тим є напрямки електроніки, де такі високі частоти не тільки не потрібні, а й шкідливі, оскільки ведуть до нестабільності роботи схем, паразитної генерації та сильних перешкод.

До низькочастотних відносяться всілякі пристрої побутової електроніки, системи управління промисловими і технічними об'єктами, джерела електроживлення і перетворювачі електричної енергії, реле часу, напруги і струму і т. д. Для них важливі функціональні можливості застосовуваних приладів, їх невибагливість та висока надійність.

Основною схемою ОПТ є схема, представлена на рис 5.1. В ній емітер ОПТ підключений до джерела напруги живлення $+E$ через коло RC , а на базу 2 через резистор R_6 подається напруга. Залежно від величини напруги джерела й величини опору R схема може виконувати функції різних пристроїв, наприклад тригера або релаксаційного генератора (релаксатора).

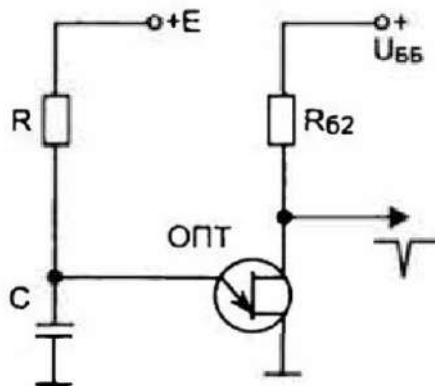


Рисунок 5.1 – Основна схема вмикання одно перехідного транзистора

Такий автоколивальний пристрій генерує коливання без зовнішнього впливу, однак стабільність періоду та частоти є низькою (порядку 10^{-3}). Для підвищення стабільності роботи та синхронізації з зовнішніми коливаннями використовують схеми синхронізації автоколивань та чекаючий запуск релаксатора.

Найбільш відомим способом зовнішнього управління релаксаційним генератором є зовнішній запуск, реалізований в режимі роботи релаксатора, що йде. Два основних варіанти очікуючого релаксатора показані на рис. 5.2.

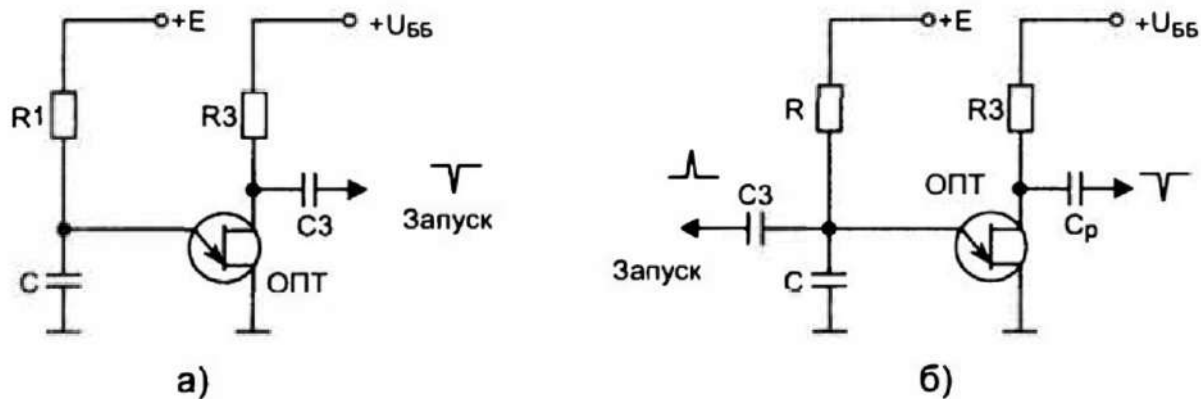


Рисунок 5.2 – Очікуючі релаксатори на ОПТ з запуском на базу (а) і на емітер (б)

В обох варіантах резистор підключається до джерела напруги $E < U_{\Pi}$. Робоча точка при цьому знаходиться на першій висхідній ділянці S-подібної ВАХ, вона стійка і відповідає нормально закритому ОПТ. Таким чином забезпечується вихідний стабільний стан при закритому ОПТ.

Варіанти схеми рис 5.2 відрізняються місцем подачі запускаючого імпульсу та його полярністю. У схемі рис 5.2, а запускаючий імпульс негативної полярності подається через роздільний конденсатор C_3 на другу базу ОПТ. Це викликає зменшення U_{Π} і призводить до відмикання ОПТ і розвитку регенеративного процесу його включення і подальшого розряду C . Таким чином, формується один цикл коливань. При подачі наступного імпульсу, що запускає (через час відновлення $3RC$) можливий черговий запуск.

У схемі на рис. 5.2, б імпульс позитивної полярності подається на емітер та конденсатор C . При цьому генератор імпульсів повинен мати низький вихідний опір і амплітуду, достатню для перевищення U_{Π} .

ОПТ може працювати в двостабільному режимі і виконувати функції тригера. Для цього потрібно вибрати лінію навантаження такою, щоб вона перетинала S-подібну ВАХ в трьох точках, при цьому дві з них розміщувалися на ділянках ВАХ з позитивним диференціальним опором. Для забезпечення двостабільного режиму роботи потрібно також, щоб напруга живлення кола емітера була дещо нижчою напруги піку.

Оскільки тригер на ОПТ досить критичний до положення лінії навантаження, у схемі (рис.5.3) резистор дільника R_2 є підстроювальним. Це

дозволяє підлаштовувати роботу тригера при заміні ОПТ, що мають помітний розкид параметрів.

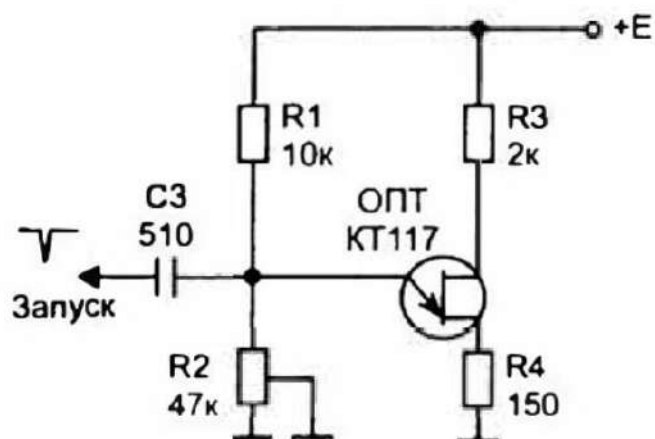


Рисунок 5.3 – Тригер на ОПТ

Тема 6. Перемикальні напівпровідникові прилади - тиристори

1. Застосування тиристорів в електронних пристроях

Застосування тиристорів обумовлене в основному двома властивостями:

- наявністю ділянки негативного диференційного опору;
- наявністю двох стійких станів.

Перша властивість дозволяє використовувати тиристори в підсилювальних і генераторних схемах, а друга – застосовувати їх у ключових і перемикаючих електронних приладах, а також у керованих випрямлячах.

Деякі з найпоширеніших практичних застосувань тиристорів:

1. Регулювання швидкості в електродвигунах. Регулювання швидкості електродвигунів здійснюється за рахунок зміни напруги і струму, що подається на двигун. Це досягається шляхом модуляції керуючого сигналу, який активує тиристор, що дозволяє регулювати швидкість двигуна відповідно до конкретних вимог застосування.

2. Регулювання інтенсивності світла. За допомогою тиристорів можна регулювати силу струму, що протікає через лампи, дозволяючи точно й ефективно контролювати освітленість.

3. Контроль температури. У програмах, де необхідний контроль температури, тиристорами регулюють кількість енергії, що подається на нагрівальний елемент, що дозволяє підтримувати постійну та контрольовану температуру.

4. Силкові перетворювачі.

5. Контроль потужності в системах відновлюваної енергетики. Тиристори використовуються для контролю та регулювання виробленої енергії. Ці пристрої дозволяють максимізувати ефективність і виробництво енергії шляхом регулювання кількості енергії, яка витягується з відновлюваних джерел і подається в електричну мережу.

Найпростіша схема включення тріодного тиристора в якості однонапівперіодного керованого випрямляча наведена на рис. 6.1. Тиристор VS включається послідовно з навантаженням R, утворюючи головний ланцюг. Струм $I_{пр}$ у головному ланцюзі виникає у разі, якщо на керуючий електрод тиристора подається імпульс напруги U_k , виникає струм керуючого електрода I_k , який і включає тиристор.

Найпоширеніший спосіб керування тиристорами – імпульсно-фазовий; при цьому на керуючий електрод тиристора періодично подаються імпульси керуючого сигналу, які можуть змінюватися в часі. У результаті міняється момент відмикання тиристора, починаючи з якого й до кінця позитивної півхвилі напруги, тиристор знаходиться у відкритому стані. Це зрушення називається кутом керування α . У тому випадку, коли $\alpha = 0$, напруга на навантаженні буде максимальною. При збільшенні α середнє значення випрямленої напруги на навантаженні буде зменшуватися (рис. 6.2).

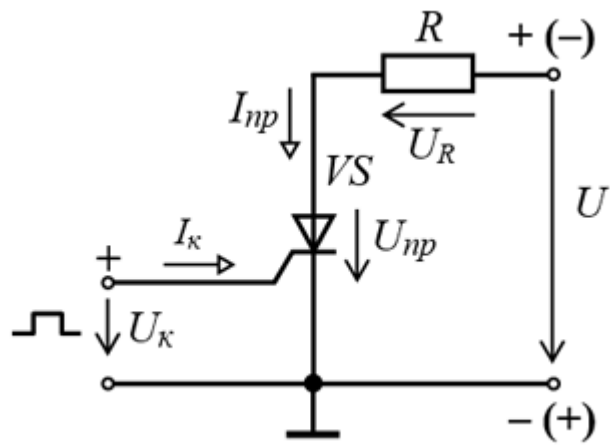


Рисунок 6.1 – Керований однопівперіодний випрямляч на тиристорі

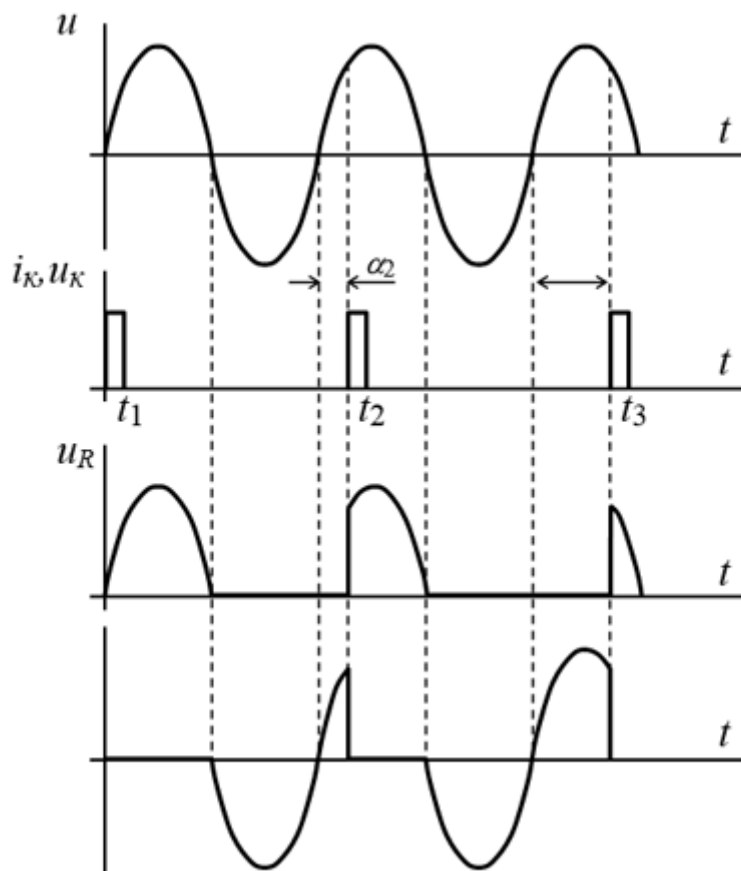


Рисунок 6.2 – Часові діаграми роботи керованого випрямляча для $\alpha_1=0$, $\alpha_2=60^\circ$, $\alpha_3=120^\circ$.

У схемі однопівперіодного підсилювача (рис. 6.3) напруга живлення змінна, синусоїдальна. Характерною рисою кола керування є подача керуючого сигналу на вхід тиристора за допомогою ключа. При цьому джерело сигналу керування виробляє напругу U_K , достатню для утворення струму керування такого рівня, при якому характеристика тиристора вироджується в характеристику звичайного діода. Подача U_K на вхід здійснюється тільки тоді, коли потрібно увімкнути тиристор.

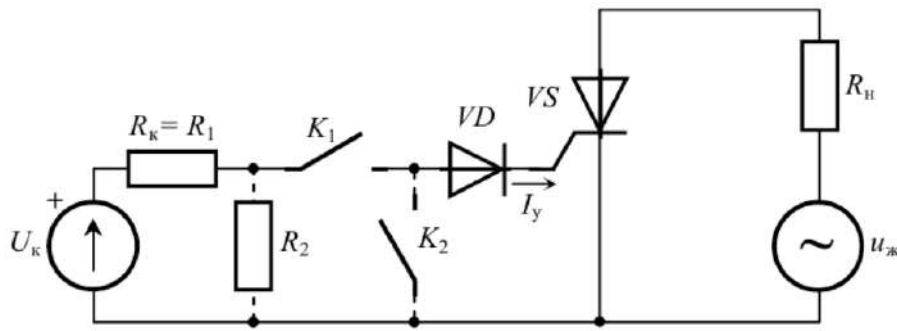


Рисунок 6.3 – Схема однопівперіодного регулятора змінної напруги

Ключ може бути ввімкнений послідовно входу K_1 або паралельно K_2 . Ключ K_1 при цьому закорочений. Послідовний ключ більш використовується тому що потужність від джерела керування споживається тільки при замкненому ключі. Перевага паралельного ключа полягає в тому, що він може працювати при малій напрузі на ключі. Тиристор вмикається в позитивний півперіод після замикання ключа K_1 (або розмикання ключа K_2). Діод VD захищає керуючий перехід тиристора від зворотної напруги та коло керування від зворотного струму, що може утворитись через падіння напруги від прямого струму на відкритому тиристорі.

Резистор R_1 обмежує струм керування. «Відбирання» керуючої напруги можна здійснити через подільник, що складається з резисторів R_1 та R_2 .

Напруга джерела керування може бути постійною, змінною, випрямленою та імпульсною.

Залежно від методу керування ключами K_1 і K_2 можливі два режими роботи тиристорного підсилювача:

1. Режим вимикача. Такий режим використовується для вмикання та відключення навантаження від напруги живлення аналогічно контактору або реле. Ключ K_1 або увесь час розімкнений – і тиристор не вмикається, практично не пропускаючи струму у навантаження (холостий хід), або K_1 замкнений – і тиристор кожен позитивний півперіод відкритий і пропускає струм у навантаження (максимальна віддача).

2. Режим регулятора середньої напруги в навантаженні. Тут можливо не тільки вмикання та відключення навантаження, але й плавне регулювання потужності. Регулювання середньої напруги досягається шляхом вмикання ключа K_1 у кожен позитивний півперіод, але в різні, відрховуючи від початку півперіоду, моменти часу. Змінюючи величину кута керування α), змінюємо момент вмикання тиристора, що змінює середнє за період значення напруги в навантаженні.

Релейний підсилювач постійного струму, виконаний на звичайних тиристорах, вмикається струмом керування та відключається зменшенням напруги на силових електродах. Поширена схема підсилювача наведена на рис. 6.4.

Напруга живлення $U_{\text{ж}}$ подається в навантаження $R_{\text{н}}$ із вмиканням силового тиристора VS_1 від сигналу керування I_{y1} . Як джерело запірної

напруги зазвичай використовується комутуючий конденсатор C . При ввімкненому вентилі VS_1 конденсатор C заряджається через резистор R_1 . Полярність напруги зарядженого конденсатора позначена на рис. 6.4 без дужок. При подачі сигналу I_{y2} вмикається допоміжний тиристор VS_2 , заряджений конденсатор підключається паралельно тиристорі VS_1 , напруга на електродах VS_1 стає від'ємною і він вимикається. Максимальна пряма напруга на тиристорах дорівнює $U_{ж}$.

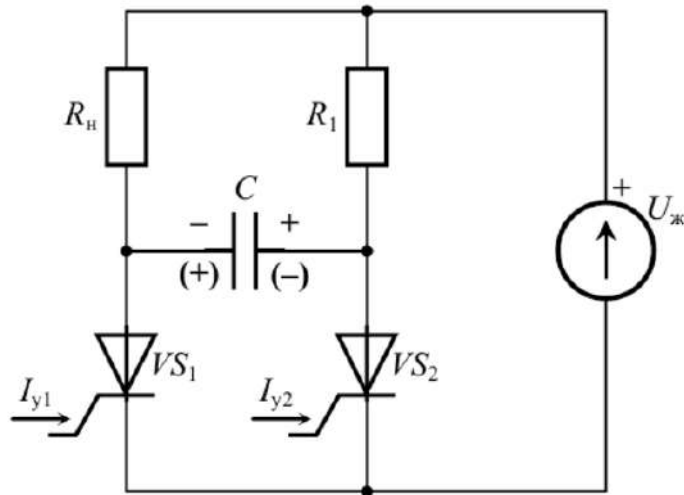


Рисунок 6.4 – Релейний підсилювач постійного струму

У випадку коли необхідно реалізувати двопозиційний вимикач, обидва тиристори використовуються як силові. Навантаження включається послідовно з кожним з тиристорів: $R_{н1}=R_1$, $R_{н2}=R_n$. Тиристор VS_2 після вмикання сам не вимикається, і конденсатор перезаряджається (полярність у дужках). При вмиканні VS_1 конденсатор розряджається через VS_2 і вимикає його. Таким чином, з подачею сигналу керування I_{y1} вмикається навантаження $R_{н2}=R_n$, а з подачею сигналу керування I_{y2} вмикається навантаження $R_{н1}=R_1$. Керування тиристорами здійснюється у такий же спосіб, що й при змінному струмі.

У ряді випадків потужності джерела керуючого сигналу є недостатньо для надійного вмикання тиристора навантаження. У цьому випадку керуючий імпульс вимагає попереднього підсилення. Оптимальним вважається застосовувати підсилювальний каскад на біполярному транзисторі VT , включений за схемою зі спільним емітером (рис. 6.5).

У вихідному стані керуючий перехід тиристора зашунтований відкритим транзистором VT . У режим насичення транзистор переводиться струмом $I_{\phi}=I_{\phi н}$ при виборі досить малого опору R_k . При замиканні ключа K шунтується базове коло транзистора. Транзистор переходить в активний режим, близький до режиму відсікання. Шунтування керуючого переходу тиристора транзистором VT припиняється, через керуючий перехід тиристора протікає струм керування I_y і тиристор вмикається. У навантаженні R_n протікає струм, що сигналізує про відсутність вхідної напруги e_k . Подібні релейні елементи широко використовуються в реле мінімальної напруги або струму, якщо вхідний

сигнал e_k пропорційний струму. У цьому випадку ключ K відсутній, а перехід транзистора в активний режим відбувається при зменшенні контрольованого e_k нижче граничного рівня.

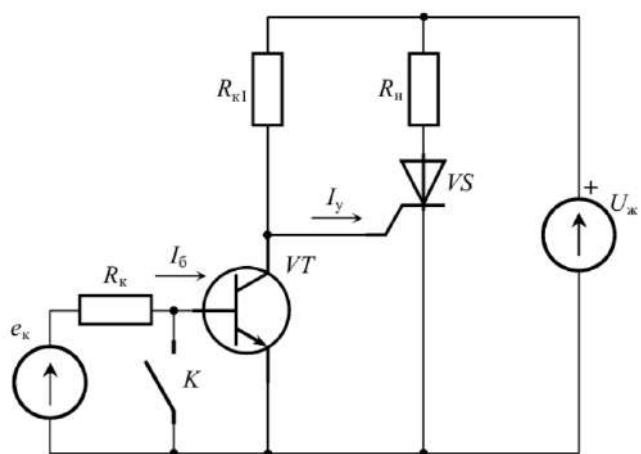


Рисунок 6.5 – Релейний підсилювач

Тема 7. Фотоелектронні пристрої

1. Будова та принцип роботи фотоелектронного помножувача. Галузь застосування

Фотоелектронними називають прилади, керування струмом яких відбувається за рахунок зміни інтенсивності або спектрального складу падаючого на них світлового потоку. Дія таких приладів базується на явищі фотоефекту, і відповідно розрізняють наступні основні типи фотоелектронних приладів:

- вакуумні та газонаповнені фотоелементи, фотопомножувачі (зовнішній фотоефект);
- фотоопори, вентильні фотоелементи, фотодіоди і фото тріоди (внутрішній фотоефект).

Найбільш чутливими в ультрафіолетовій та видимій областях спектру є прилади з зовнішнім фотоефектом. Зокрема, широкого поширення набули фотопомножувачі (ФЕП), як прилади з ефективним підсиленням фотоструму всередині самого фотоелемента за рахунок явища вторинної електронної емісії.

Фотоелектронні помножувачі (ФЕП) - це електровакуумні прилади, в яких струм фотоелектронної емісії посилюється за допомогою вторинної електронної емісії. Вони призначені для підсилення слабкого світлового сигналу й перетворення його в електричний.

ФЕП є електровакуумний фотоелемент, об'єднаний з електронною підсилювальною системою в єдиному корпусі (балоні). Його робота заснована на ефекті вторинної електронної емісії. Фотоелектронний помножувач складається з фотокатода, каскаду динодів, що забезпечують множення електронів за рахунок вторинної електронної емісії, анода і додаткових електродів, вміщених в вакуумний балон

Принцип роботи фотоелектронного помножувача (ФЕП) видно з його схеми (див. рис.7.1). Електрони, емітовані при освітленні фотокатода (ФК), дією електричного поля направляються на диноди (Д), з яких, при достатній енергії (E більше роботи виходу), можуть "вивільнюватися" вторинні електрони. Якщо коефіцієнт вторинної емісії $\delta > 1$, де δ – відношення кількості вторинних електронів до падаючих на динод, то відбувається помноження електронного потоку в δ^n разів (n – кількість динодів). Теоретично коефіцієнт підсилення фотоструму в ФЕП може досягати 10^6 .

Основні характеристики фотоелементів

1.Інтегральна та спектральна чутливість.

- Інтегральна - чутливість фотоелемента до нерозкладеного світла певного джерела випромінювання. Оскільки існуючі джерела мають різні спектральні характеристики випромінювання, для визначення інтегральної чутливості прийнято користуватися еталонним джерелом - лампою розжарення з вольфрамовою спіраллю при температурі 2850 К.

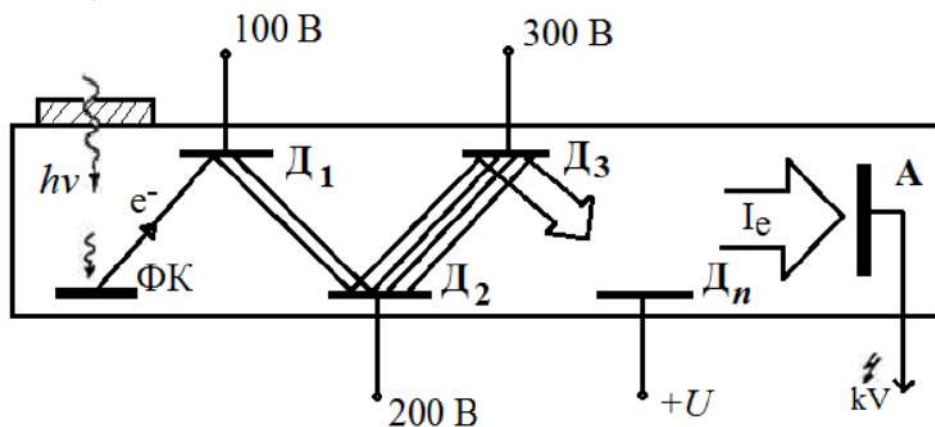


Рисунок 7.1 – Принцип роботи фотоелектронного помножувача:
ФК - фотокатод, Д - диноди, А - анод.

- Спектральна чутливість - це відношення зміни фотоструму до зміни променистого потоку монохроматичного випромінювання на довжині хвилі λ :

$$S_{\lambda} = \frac{dI_{\phi}}{dF_{\lambda}}.$$

Скануючи довжину хвилі випромінювання, отримують спектральну характеристику фотоелемента, яка виражає залежність його спектральної чутливості від довжини хвилі падаючого монохроматичного випромінювання. Форма спектральної характеристики визначається типом фотокатода, його товщиною, матеріалами підкладки та вікна.

2. Вольтамперна (анодна) характеристика виражає залежність фотоструму від напруги між електродами (динодами) при незмінному світловому потоці. Незалежно від конструкції фотоелемента, вольтамперна характеристика є кривою з областю насичення.

3. Темновий струм виражає залежність струму, що протікає в колі фотоелемента при неосвітленому фотокатоді, від напруги між динодами. Величина цього струму важлива при виборі режиму роботи ФЕП.

Крім того важливими характеристиками фотоелементів є

- а) стомлюваність (визначає стабільність роботи ФЕП в часі);
- б) залежність чутливості фотоелемента від температури;
- в) частотна залежність (характеризує інерційність процесу перетворення променистої енергії в електричну при модуляції світлового потоку в часі).

Основні галузі застосування ФЕП:

Фізика високих енергій. Використовуються у детекторах часток для реєстрації світлових спалахів, що виникають при взаємодії частинок з речовиною (сцинтиляторами).

Медична діагностика: Застосовуються в ПЕТ-сканерах (позитронно-емісійна томографія) для виявлення гамма-фотонів, випущених радіоактивними ізотопами.

Астрономія: Використовуються у телескопах для виявлення слабкого світла від далеких зірок та галактик.

Спектроскопія: В спектрометрах для вимірювання спектрів різних матеріалів.

До переваг використання ФЕП відноситься:

Висока чутливість і швидкодія.

Широкий спектральний діапазон.

Основні недоліки:

Вразливість до магнітних полів, які можуть вплинути на траєкторію електронів.

Необхідність високої напруги для роботи.

Чутливість до температурних коливань.

Тема 8. Підсилювачі

1. Основні технічні показники та характеристики підсилювачів

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

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 $R_{\text{вх}}$. Джерело сигналу, що підключається до входу підсилювача, характеризується величиною ЕРС $U_{\text{г}}$ і внутрішнім опором $R_{\text{г}}$. При практичному використанні підсилювачів велике значення має співвідношення величин $R_{\text{г}}$ і $R_{\text{вх}}$. Якщо $R_{\text{г}} \ll R_{\text{вх}}$, то $U_{\text{вх}} \approx U_{\text{г}}$ (узгодження за напругою). Якщо $R_{\text{г}} \gg R_{\text{вх}}$, то $I_{\text{вх}} \approx I_{\text{г}}$ (узгодження за струмом). Якщо ж $R_{\text{г}}$ і $R_{\text{вх}}$ приблизно однакові, то необхідно знати значення їх опорів для того, щоб визначити, який рівень сигналу діятиме безпосередньо на вході підсилювача (узгодження за потужністю):

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{г}} \cdot \frac{R_{\text{г}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{г}}}.$$

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 $P_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} I_{\text{вх}}$. Підставивши сюди значення $U_{\text{вх}}$ і $I_{\text{вх}}$, отримаємо

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

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

До вихідних даних підсилювача належать: потужність $P_{\text{вих}}$, що віддається підсилювачем в навантаження; значення вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ і струму $I_{\text{вих}}$; 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 $R_{\text{вих}}$. Опір навантаження підсилювача в загальному випадку позначається $R_{\text{н}}$. Для практичного використання підсилювачів велике значення має співвідношення величин $R_{\text{вих}}$ і $R_{\text{н}}$, аналогічне співвідношенню величин $R_{\text{г}}$ і $R_{\text{вх}}$ у вхідному колі. Очевидно, якщо $R_{\text{н}} \gg R_{\text{вих}}$, то у вихідному колі забезпечується узгодження за напругою, а при $R_{\text{н}} \ll R_{\text{вих}}$ — 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 $P_{\text{вих}}$, що віддається підсилювачем в навантаження, більше потужності $P_{\text{вх}}$, що підводиться до його входу, $K_p = P_{\text{вих}} / P_{\text{вх}}$.

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

Коефіцієнт підсилення струму — це відношення сталого значення струму на виході до струму сигналу на вході підсилювача $K_I = I_{\text{вих}} / I_{\text{вх}}$. 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 десятичного логарифма відношення потужностей на виході і на вході підсилювача, тобто

$$K_{p\text{дБ}} = 10 \lg K_p.$$

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

$$K_{U\text{дБ}} = 20 \lg K_U$$

$$K_{I\text{дБ}} = 20 \lg K_I$$

Подвоєння коефіцієнта підсилення K означає збільшення цього показника в децибелах $K_{\text{дБ}}$ на 6 дБ, 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. Зворотні зв'язки 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 ($U_{\text{зз}}$) пропорційна до вихідної напруги підсилювача, то зворотний зв'язок такого вигляду називається *зворотним зв'язком за напругою* (рис. 8.1).

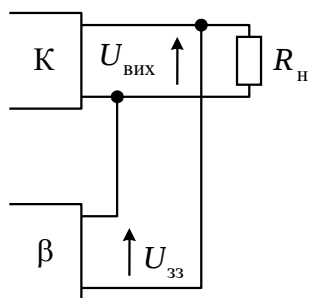


Рисунок 8.1 – Зворотний зв'язок за напругою

При цьому можна передавати всю вихідну напругу на вхід схеми або тільки частину його, 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. 8.2).

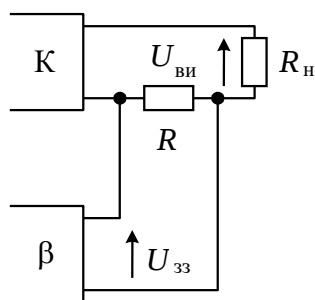


Рисунок 8.2 – Зворотний зв'язок за струмом

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. 8.3).

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).

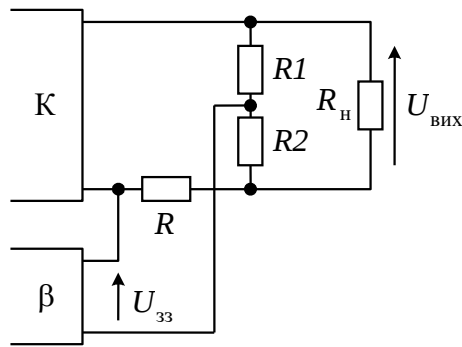


Рисунок 8.3 – Комбінований зворотний зв'язок

Якщо вихід кола зворотного зв'язку підключається до входу підсилювача послідовно з джерелом вхідного сигналу, то зворотний зв'язок такого типу називається послідовним (рис. 8.4).

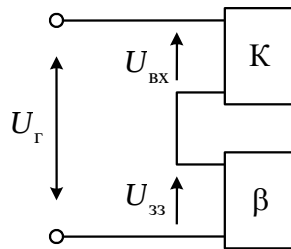


Рисунок 8.4 – Послідовний зворотний зв'язок

Якщо ж вихід кола зворотного зв'язку і джерело вхідного сигналу підключені до входу підсилювача паралельно, то зв'язок називають паралельним (рис. 8.5).

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*.

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.

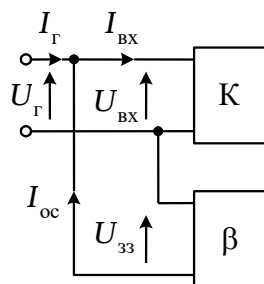


Рисунок 8.5 – Паралельний зворотний зв'язок

Розглянемо вплив зворотного зв'язку на коефіцієнт підсилення на прикладі послідовного зворотного зв'язку за напругою (рис. 8.6).

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:

$$K_{зз} = U_{вих} / U_{\Gamma}$$

Коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку для схеми на рис. 8.6 $\beta = U_{зз} / U_{вих}$.

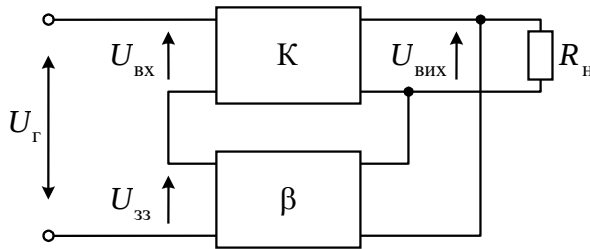


Рисунок 8.6 – Структурна схема підсилювача із зворотним зв'язком

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

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

Коефіцієнт підсилення схеми із замкнутим колом зворотного зв'язку:

$$K_{зз} = \frac{U_{вих}}{U_{\Gamma}(1 + \beta K)} = \frac{K}{1 + \beta K}.$$

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

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

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

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

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

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

$$K_{нзз} = \frac{K}{1 + \beta K}.$$

При позитивному зворотному зв'язку $\varphi=0^\circ$ і $\cos \varphi=1$, отже, модуль коефіцієнта підсилення, який позначимо K_{n33} :

$$K_{n33} = \frac{K}{1 - \beta K}.$$

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 мультівібратором.

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:

$$K_{33} = \frac{1}{\beta}$$

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. Схема з спільним колектором (повторювач напруги)

Схему рис. 9.1 називають каскадом СК, тому що колекторний вивід транзистора за змінним струмом є спільним електродом для вхідного і вихідного кіл каскаду. Емітерним повторювачем схему називають через те, що її вихідна напруга, що знімається з емітера транзистора, близька за величиною вхідній напрузі ($U_n = U_{вх} + U_{бе} \approx U_{вх}$) і співпадає з нею за фазою.

Резистор R_e у схемі виконує ту ж функцію, що і резистор R_k у схемі СЕ, – створення напруги, що змінюється, у вихідному колі за рахунок протікання в ній струму, керованого по колу бази. Функція конденсатора C_{p2} зводиться до передачі в навантаження змінної складової вихідного сигналу. Резистори R_1 , R_2 призначені для завдання режиму спокою каскаду. Для підвищення вхідного опору резистор R_2 у схему часто не вводять.

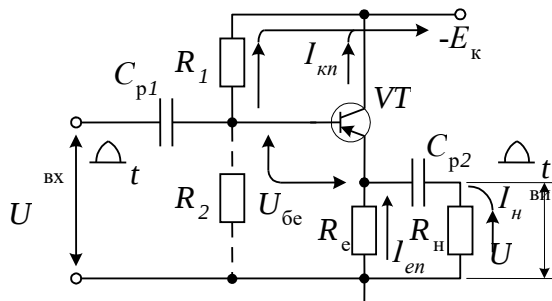


Рисунок 9.1 – Емітерний повторювач

Навантаженням транзистора в цьому випадку служить паралельне з'єднання резисторів R_e і R_n . Як видно на схемі, в емітерному повторювачі діє стовідсотковий послідовний негативний зворотний зв'язок за напругою, який, як відомо, зменшує коефіцієнт підсилення і підвищує його стабільність, збільшує вхідний і зменшує вихідний опори каскаду. Тому їх застосовують для узгодження кіл, що мають високий вихідний опір, з колами, що мають низький вхідний опір.

Розглядаючи роботу схеми в області середніх частот, не враховуватимемо вплив розділових конденсаторів, і тоді опір навантаження змінному струму дорівнює

$$R_{ен} = \frac{R_e \cdot R_n}{R_e + R_n}.$$

З урахуванням того, що в схемі діє стовідсотковий негативний зворотний зв'язок, тобто $\beta=1$, для коефіцієнта підсилення K_e емітерного повторювача за напругою можна записати

$$K_e = \frac{K}{1 + K},$$

де $K = \frac{I_e \cdot R_{ен}}{U_{еб}} = S \cdot R_{ен}$ – коефіцієнт підсилення каскаду за напругою при розімкненому зворотному зв'язку;

S – провідність прямої передачі транзистора.

Тоді

$$K_e = \frac{S \cdot R_{ен}}{1 + S \cdot R_{ен}}.$$

Таким чином, коефіцієнт підсилення емітерного повторювача за напругою K_e завжди менший одиниці. На практиці K_e досягає значень 0,85...0,95.

Розрахунок схеми емітерного повторювача проводиться таким чином. Перш за все вибирається напруга спокою U_{0e} , що дорівнює половині напруги живлення:

$$U_{0e} = \frac{E_{п}}{2}.$$

Задаючись струмом спокою $I_{0e} < \frac{I_{ен}}{2}$, для даного транзистора, розраховують опір R_e за формулою

$$R_e = \frac{U_{0e}}{I_{0e}}.$$

Знаючи струм емітера I_{0e} , можна визначити струм бази спокою:

$$I_{0Б} = \frac{I_{0e}}{1 + h_{21e}}.$$

Напруга зміщення база-емітер $U_{0БЕ}$ визначається з вхідних характеристик транзистора для знайденого струму бази $I_{0Б}$ (за відсутності графіків вхідних характеристик можна вважати, що $U_{0БЕ} \approx 0,8В$). Задаючись струмом подільника $I_{дл} > I_{0Б}$, визначаються опори резисторів зміщення для схеми подачі зміщення фіксованим струмом

$$R1 = \frac{E_{к} - U_{0e} - U_{0БЕ}}{I_{0Б}}.$$

2. Графічні та аналітичні розрахунки параметрів підсилювача

Суть графоаналітичного способу визначення параметрів режиму підсилення каскаду за навантажувальними характеристиками полягає в наступному (на прикладі каскаду зі спільним емітером).

1. На сім'ї вихідних статичних характеристик $I_K = f(U_{KE})|_{I_E} = const$ будується вихідна навантажувальна пряма. Характеристики для каскаду з температурною стабілізацією відрізнятимуться від динамічних вихідних характеристик для постійного та змінного струмів унаслідок наявності в емітерному колі БТ ланцюжка R_3, C_1 .

Постійна складова струму емітера проходить через резистор R_3 , отже $U_{KE} = E_K - I_K R_K - I_E R_3$, або, оскільки в активному режимі $E_K = I_K$

$$U_{KE} = E_K - I_K (R_K + R_3).$$

Тому рівняння вихідної навантажувальної прямої для постійної складової струму транзистора має вигляд (пряма I, рисунок 9.2)

$$I_K = \frac{E_K - U_{KE}}{R_K + R_3}.$$

Змінна складова струму I_E через резистор R_3 не проходить. Тому рівняння вихідної навантажувальної характеристики для змінного струму має вигляд

$$I_K = \frac{E_K - U_{KE}}{R_K},$$

Для каскаду з температурною стабілізацією розрахунок параметрів підсилювального режиму вимагає застосування навантажувальної прямої саме для змінного струму – пряма 2 рисунок 9.2.

2. Будується вхідна навантажувальна характеристика каскаду, яка практично збігається з вхідною характеристикою БТ

$$I_B = f(U_{BE}) \text{ при } U_{KE} \neq 0.$$

3. На вхідній і вихідній навантажувальних характеристиках відмічається положення початкової робочої точки режиму спокою ($U_{BE_0}, I_{B_0}, U_{KE_0}, I_{K_0}$), яку або задають, або вибирають з міркувань проектування.

4. Розгортаючи напругу U_{BE} , знаходять відповідну зміну струму I_B стосовно струму спокою I_{B_0} . Знаходять амплітуду I_{mB} (у разі потреби, усереднюючи верхню й нижню амплітуди: $I_{mB} = \frac{I_{mB1} + I_{mB2}}{2}$).

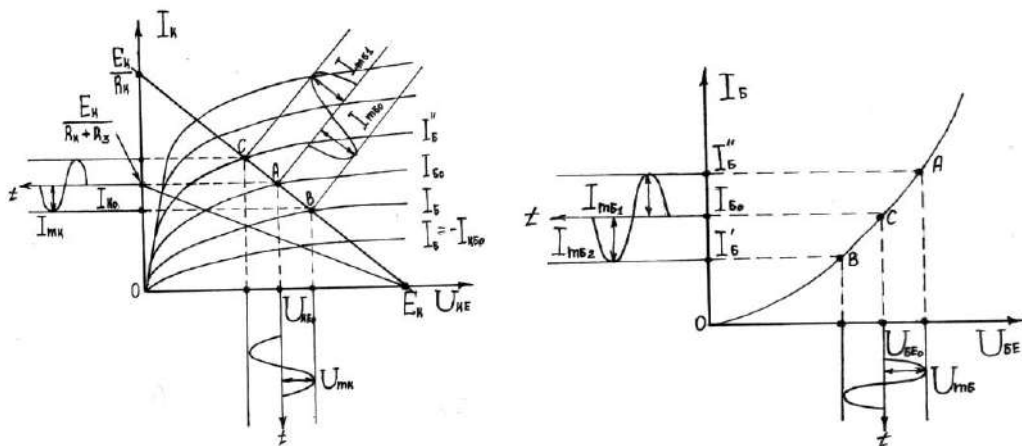


Рисунок 9.2 – Графоаналітичне визначення параметрів режиму підсилення транзисторного каскаду

5. Перенесенням точок В і С на вихідну навантажувальну пряму визначають на ній робочу ділянку струму бази, а також відповідні до цієї ділянки зміни колекторної напруги U_{KE} стосовно постійного рівня U_{KE_0} і струму I_K відносно рівня I_{K_0} . За допомогою усереднення визначають амплітуди U_{mK} та I_{mK} .

6. Використовуючи знайдені амплітуди $U_{mB}, I_{mB}, U_{mK}, I_{mK}$, розраховують параметри режиму підсилення.

Існує також спосіб визначення параметрів режиму підсилення за допомогою h - параметрів. Для найпростішого транзисторного підсилювача на низьких частотах маємо:

$$K_U = -\frac{h_{21}R_H}{h_{11} + R_H(h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21})};$$

$$K_I = \frac{h_{21}}{1 + R_H h_{22}};$$

$$R_{ex} = \frac{h_{11} + R_H(h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21})}{1 + R_H h_{22}};$$

$$R_{вх} = -\frac{h_{21} + R_\Gamma}{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21} + h_{22}R_\Gamma}.$$

У наведених формулах R_H - опір навантаження;
 R_Γ - опір джерела вхідного сигналу.

Тема 10. Електронні підсилювачі низької частоти

1. Міжкаскадні зв'язки в багатокаскадних підсилювачах

Найбільш широкого застосування набули підсилювачі змінного струму з *резистивно-ємнісними міжкаскадними зв'язками* (з RC-зв'язками).

Вони мають добрі частотні властивості, невеликі габарити, високу надійність і тому широко використовуються як при створенні підсилювачів на дискретних елементах, так і в інтегральному виконанні. На рис.10.1 наведена схема такого підсилювача.

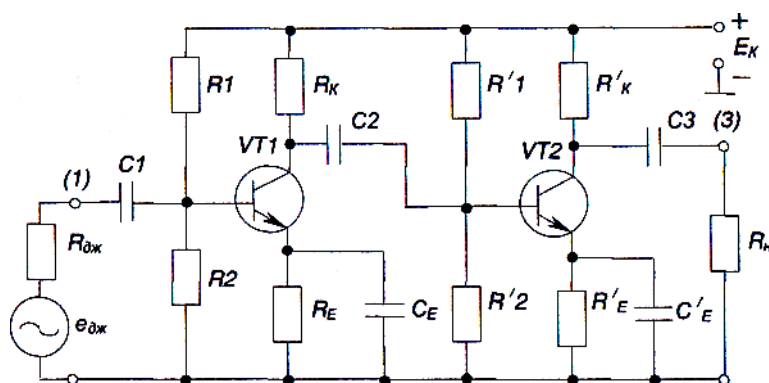


Рисунок 10.1 – Двокаскадний підсилювач з резистивно-ємнісним зв'язком

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

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

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

Багатокаскадні підсилювачі з трансформаторним зв'язком

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

Структурна схема підсилювача зображена на рис.10.2.

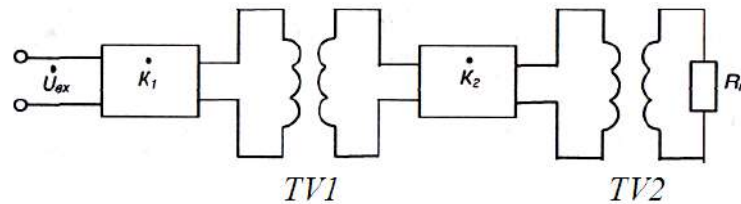


Рисунок 10.2 – Двокаскадний підсилювач з трансформаторними зв'язками.

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

Використання трансформатора надає такі переваги:

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

Недоліки: підвищуються маса і габарити схеми, погіршуються частотні властивості підсилювача. Крім того, в наш час трансформатор є не технологічним виробом: технологія виробництва трансформаторів кардинально відрізняється від технології виготовлення інших вузлів підсилювача.

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

Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення

Безтрансформаторні вихідні каскади підсилення якнайширше використовують як у складі ІМС, так і в дискретному виконанні. Схему такого каскаду, виконану на однотипних транзисторах n - p - n типу, наведено на рис.10.3.

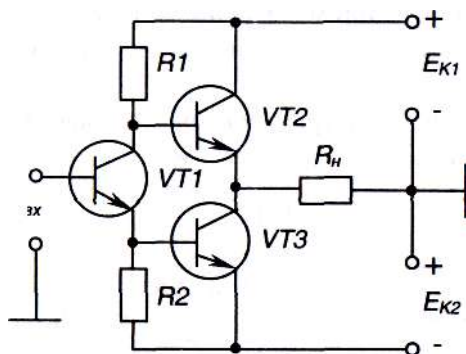


Рисунок 10.3 – Безтрансформаторний каскад

Транзистор $VT2$ і навантаження R_n утворюють каскад з СК, а $VT3$ і R_n - каскад з СЕ. Сигнали, що підсилюються, надходять на входи транзисторів $VT2$, $VT3$ із зміщенням за фазою на 180° : одержання двох протифазних напруг забезпечує фазоінверсний каскад на транзисторі $VT1$. Транзистори

$VT2$ і $VT3$ по чергово відкриваються позитивними півперіодами, зумовлюючи протікання в навантаженні змінного струму.

Живлення такого каскаду можливе і від однополярного джерела. У такому випадку навантаження вмикається через конденсатор великої ємності.

2. Двотактний вихідний підсилювач потужності

Для практичної реалізації режимів AB і B стандартна схема підсилювача потужності не може бути використана через наявність великих нелінійних спотворень. Такі підсилювачі будують за *двотактною схемою*, в якій два транзистори ввімкнені послідовно відносно джерела живлення і паралельно відносно сигналу. При цьому змінний струм вони пропускають по черзі: позитивну хвилю — один транзистор, негативну — інший, а в навантаженні ці струми додаються. Однією з особливостей двотактних схем є те, що зниження нелінійних спотворень у них відбувається не тільки завдяки по черговій роботі транзисторів, а й у зв'язку з тим, що парні гармонічні складові імпульсів струму в них взаємно знищуються внаслідок їх протифазності в навантаженні.

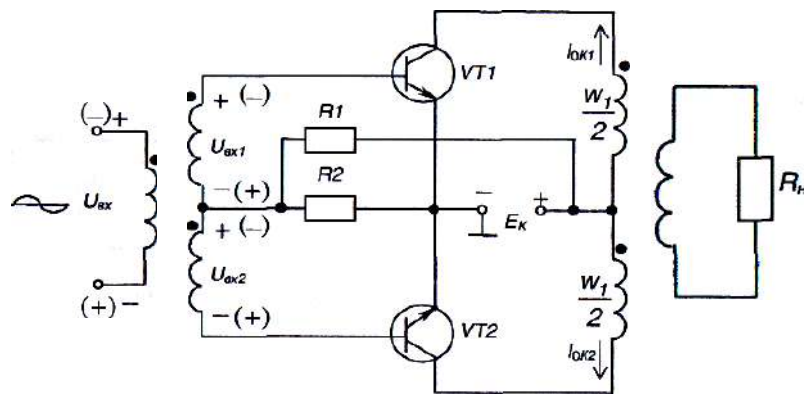


Рисунок 10.4 – Двотактний трансформаторний підсилювач потужності

Підсилювач складається з двох однотактних каскадів, виконаних на транзисторах $VT1$ і $VT2$. Параметри транзисторів повинні бути практично однаковими. Трансформатор $TV1$ призначений для подачі на вхід підсилювача двох напруг U_{ex1} та U_{ex2} , рівних за величинами, але зсунутих за фазою на 180° . Трансформатор $TV2$ узгоджує вихід підсилювача з навантаженням, тобто забезпечує виконання умови передачі максимальної потужності. Резистори R_1 , R_2 призначені для створення режиму спокою (в режимі класу AB) для обох транзисторів.

Цей підсилювач може працювати у класі B або AB . У трансформатора $TV2$ стале підмагнічування відсутнє, оскільки по одній його напівобмотці постійний струм тече в одному напрямку, а по другій - у протилежному, причому $I_{ок1}, -I_{ок2}$.

Розглянемо роботу підсилювача за наявності U_{bx1} .

Якщо полярність U_{ex1} відповідає вказаній на схемі без дужок, транзистор $VT2$ закритий, а $VT1$ працює в режимі підсилення. При цьому в колекторному колі $VT1$ з'являється підсилена на півхвилю струму, яка через верхню первинну напівобмотку трансформатора $TV2$ передається до навантаження.

При полярності U_{ex1} вказаній у дужках, транзистор $VT1$ закритий, а $VT2$ знаходиться у режимі підсилення під дією U_{ex2} . Напівхвилю струму, що протікає у колекторному колі $VT2$, має протилежний напрямок.

Дуже поширеними двотактними практичними схемами є емітерні повторювачі на комплементарній парі транзисторів. *Комплементарною*, або доповнювальною, називають пару транзисторів, які мають близькі характеристики і протилежні структури ($n-p-n$ та $p-n-p$; n - і p -канали). Спрощену принципову схему такого підсилювача зображено на рис. 10.5. Транзистори $VT1$ та $VT2$ увімкнено в коло джерела живлення послідовно за постійним струмом, але їхні входи і виходи з'єднані паралельно за напругою сигналу.

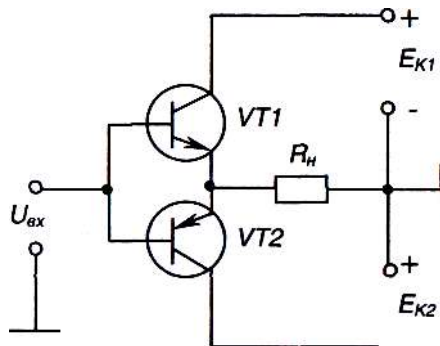


Рисунок 10.5 - Найпростіший безтрансформаторний каскад підсилення

Кожен з транзисторів разом з навантаженням тут утворює схему з СК. Працює каскад у режимі класу В, який відзначається значними нелінійними викривленнями при підсиленні гармонійних сигналів.

Характерна особливість такої схеми: для неї не потрібен фазоінверсний каскад.

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

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

Тема 11. Підсилювачі з гальванічними зв'язками

1. Балансні схеми ППС

Балансні ППС будуються на основі чотириплечого моста з паралельним балансом, схему якого наведено на рис. 11.1.

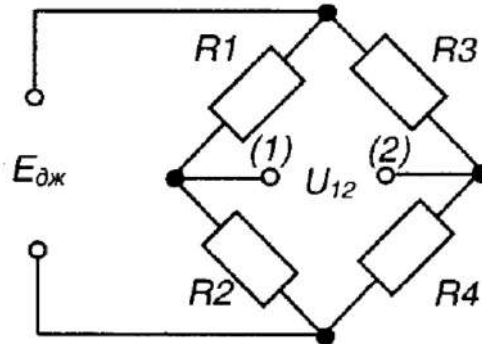


Рисунок 11.1 – Схема чотириплечого моста

За умови, що

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

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

На рис. 11.2 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):

$$R_1=R'_1; R_2=R'_2; R_{к1}=R'_{к1}=R_{к}.$$

Навантаження R_H вмикається між колекторами транзисторів. Підсилювач являє собою чотириплечий міст, де роль резистора R_1 виконує $R_{к1}$, R_2 – опір транзистора VT1, $R_3 - R'_{к1}$, R_4 – опір транзистора VT2.

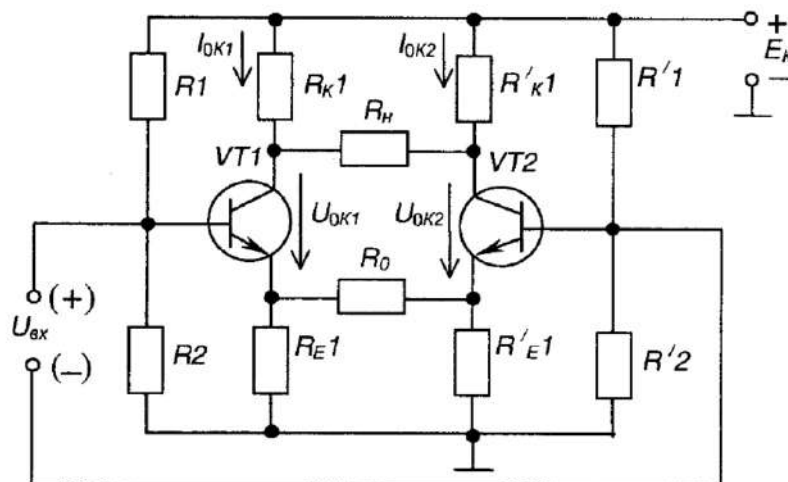


Рисунок 11.2 – Балансний підсилювач

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_n 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. 11.3.

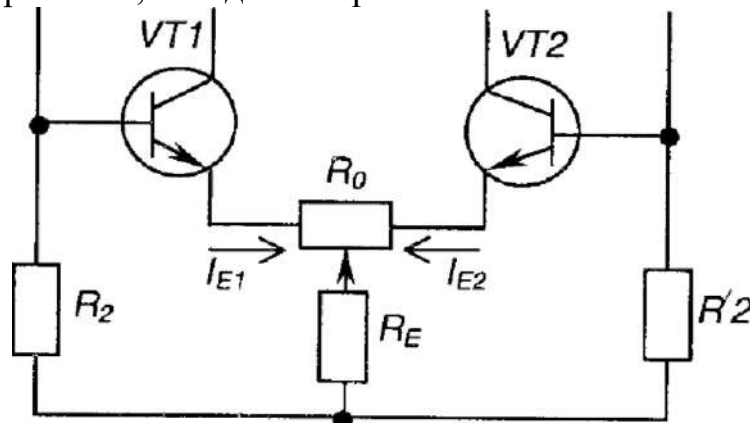


Рисунок 11.3 – Схема виключення впливу НЗЗ у баланському підсилювачі

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

2. Диференціальні схеми ППС

Балансний підсилювач, у емітерне коло якого замість опору R_E увімкнене джерело струму (наприклад, транзистор, якому задано фіксоване значення струму бази), має назву диференційного (різницевого – бо підсилює різницю напруг між входами) підсилювача. Його схему наведено на рис.11.4.

Вхідний сигнал може бути подано не тільки як диференційний (між входами Вх.1 і Вх.2), а його можна також подавати на будь-який з входів відносно точки з нульовим потенціалом.

Навантаження також може бути підключено не тільки між обома виходами (симетричний вихід), але й до одного виходу і нульової точки (несиметричний вихід). При цьому, якщо це, наприклад, Вих.2, то Вх.1 для нього буде неінвертуючим: зміни сигналу на виході співпадають за знаком (фазою – для змінного струму) зі змінами вхідного сигналу; Вх.2

буде інвертуючим: зміни вихідного сигналу за знаком (фазою) протилежні змінам вхідного.

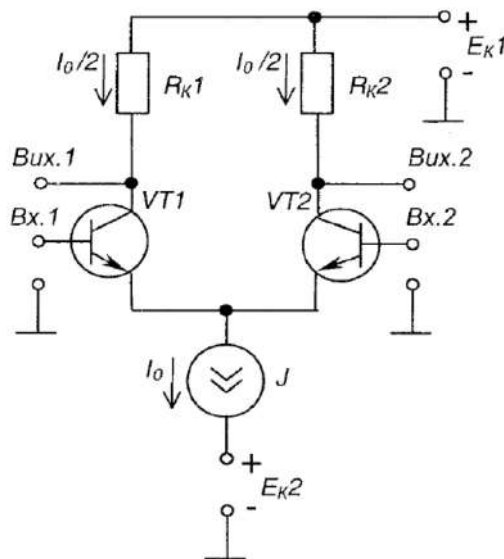


Рисунок 11.4 – Диференційний підсилювач

За несиметричного входу один з колекторних резисторів (від якого не робиться вихід) можна не встановлювати.

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

Диференційні підсилювачі знайшли широке використання при побудові ППС у інтегральному виконанні.

3. Підсилювачі з подвійним перетворенням

Для зниження дрейфу нуля поряд із балансними схемами застосовують схеми з подвійним перетворенням підсилюваного сигналу. Суть роботи таких схем полягає у наступному. Постійний вхідний сигнал за допомогою спеціального пристрою, що називається модулятором, перетворюється у змінний сигнал, амплітуда якого дорівнює напрузі постійного сигналу. Потім змінний сигнал підсилюється підсилювачем напруги змінного струму, після чого за допомогою демодулятора змінний сигнал знову перетворюється у постійний, напруга якого дорівнює амплітуді підсиленого змінного сигналу.

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

Тема 12. Операційні (вирішальні) підсилювачі

1. Аналіз інвертувального, неінвертувального і диференціального операційних підсилювачів

Враховуючи, що ОП мають малий діапазон лінійного підсилення вхідного сигналу, 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.

Інвертувальний підсилювач

На рисунку 12.1 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.

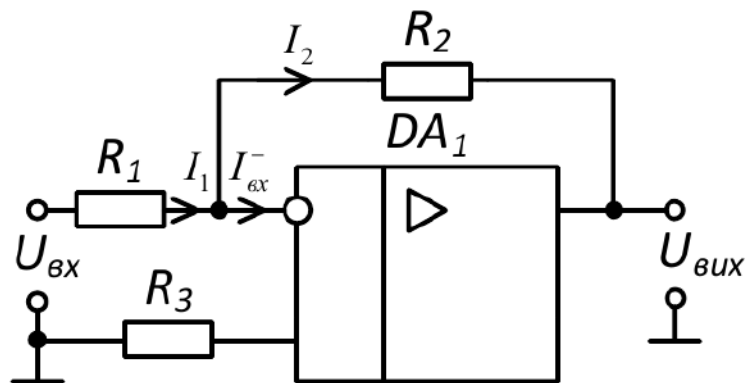


Рис. 12.1. Інвертувальний підсилювач

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

$$I_1 + I_2 = I_{вх}^- = 0,$$

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

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

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 12.2. 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».

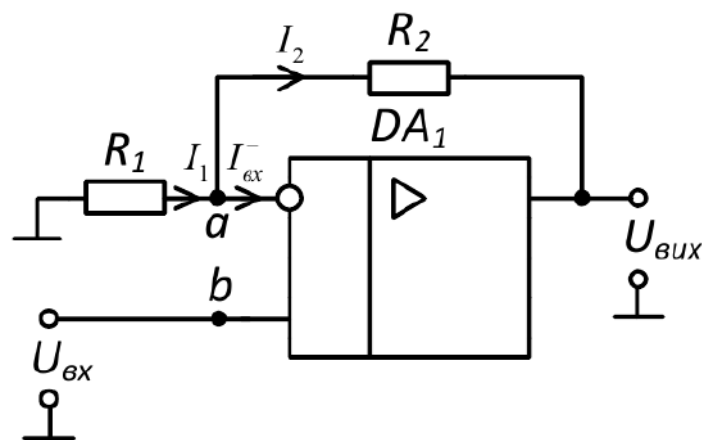


Рис. 12.2 – Неінвертувальний підсилювач

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

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

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

коефіцієнт підсилення відповідно

$$K_{НП} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

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. Принцип роботи транзисторного генератора типу LC

Генератори LC-типу основані на використанні вибірних LC-підсилювачів. Умови для генерації синусоїдальних коливань тут створюються для частоти настройки f_0 коливального контуру, коли його опір є чисто активним. Передумовою виконання співвідношення балансу фаз для частоти f_0 служить зміна фазового зміщення φ_y , що вноситься підсилювачем, при відхиленні частоти від резонансної, оскільки опір контуру перестає бути активним і набуває реактивного (індуктивний або місткість) характеру. Справедливість співвідношення балансу амплітуд для резонансної частоти обумовлюється максимальним значенням коефіцієнта підсилення на частоті f_0 .

Схемна реалізація LC-генераторів достатньо різноманітна. Вони можуть відрізнятися способами включення в підсилювач коливального LC-контура і створення в ньому позитивного зворотного зв'язку. Особливості генераторів розглянемо на прикладах схем з однокаскадним підсилювачем, в яких транзистори включені за схемою зі спільним емітером.

LC-генератор з трансформаторним зв'язком

Принципова схема автогенератора представлена на рис. 13.1.

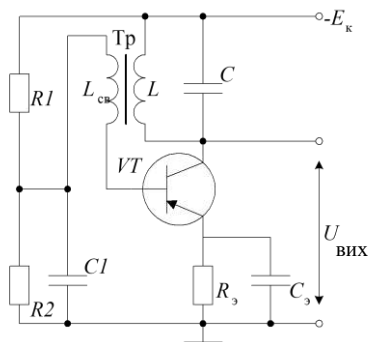


Рисунок 13.1 – Схема LC-автогенератора з трансформаторним зв'язком

Оскільки на резонансній частоті опір контура чисто активний, то фазове зміщення, що створюється підсилювачем, $\varphi_x=180^\circ$. Отже, для забезпечення в схемі умови балансу фаз необхідно створити додатковий фазовий зміщення, що дорівнює також 180° . У даній схемі це досягається відповідним намотуванням індуктивності L_{CB} (напряв намотування витків котушок коливального контура L і базової обмотки L_{CB} повинен бути зустрічним).

Виконання умови балансу амплітуд забезпечується регулюванням глибини зв'язку між котушками L і L_{CB} , які мають взаємну індуктивність. Змінна напруга на базовій обмотці за рахунок струму i_k колекторного кола транзистора, що протікає через котушку контура L , буде дорівнювати при зустрічному намотуванні котушок L і L_{CB} $u_{CB}=\varphi \cdot \omega i_k \cdot M$, де M – коефіцієнт взаємоіндукції.

На резонансній частоті $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$ виникають незгасаючі коливання, оскільки втрати енергії в контурі компенсуються енергією, що вноситься до коливального контура джерела живлення.

Елементи $R1$ і $R2$ забезпечують необхідний режим роботи за постійним струмом. Конденсатор $C1$ служить для заземлення одного кінця обмотки зворотного зв'язку L_{CB} на частоті генерації схеми.

Розглянута схема LC -автогенератора є не єдиною можливим варіантом LC -схем. Широкого поширення набули на практиці так звані триточкові схеми.

Триточкові LC -генератори

У триточкових схемах автогенераторів паралельний коливальний LC -контур підключається до підсилювача трьома точками.

Розглянемо узагальнену еквівалентну схему триточкового автогенератора (рис. 13.2,а).

Контур у цій схемі складається з реактивних опорів $X1$, $X2$ і $X3$. Для виникнення резонансу струмів в контурі необхідно, щоб сума реактивних опорів $X2+X3$ була рівна і протилежна за характером реактивному опору $X1$. При цьому, якщо реактивний опір $X1$ носить індуктивний характер, сума $X2+X3$ повинна мати ємнісний характер і бути рівною за величиною $X1$. Якщо ж $X1$ носить ємнісний характер, то сума $X2+X3$ повинна носити індуктивний характер і також бути рівною за величиною $X1$.

Сигнал зворотного зв'язку подається через двополюсник $X2$. Тому для виконання умови балансу фаз необхідно, щоб напруга на реактивних опорах $X1$ і $X2$ знаходилася в однаковій фазі. Це можливо при однаковому характері опорів двополюсників $X1$ і $X2$, тобто вони повинні бути або індуктивностями, або ємностями. Реактивний опір $X3$ повинен бути за характером протилежним опору $X2$. Баланс амплітуд у схемі може бути виконаний зміною коефіцієнта передачі β кола зворотного зв'язку, який визначається як відношення опорів $X2$ і $X1$, $\beta = \frac{X2}{X1}$. На практиці при виконанні триточкових автогенераторів виконується секціонування гілки ємності або індуктивної паралельного коливального LC -контура.

При секціонуванні індуктивної гілки отримують схему індуктивного триточкового автогенератора. Принципова схема такого генератора, відомого в літературі як схема Хартлея, представлена на рис. 13.2,б. Тут середня точка індуктивної гілки контура через малий опір джерела живлення для змінної складової струму і далі через конденсатор C_e приєднана до емітера транзистора. Коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку $\beta = \frac{L2}{L1}$. Частота

коливань, що генеруються, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L1+L2) \cdot C}}$.

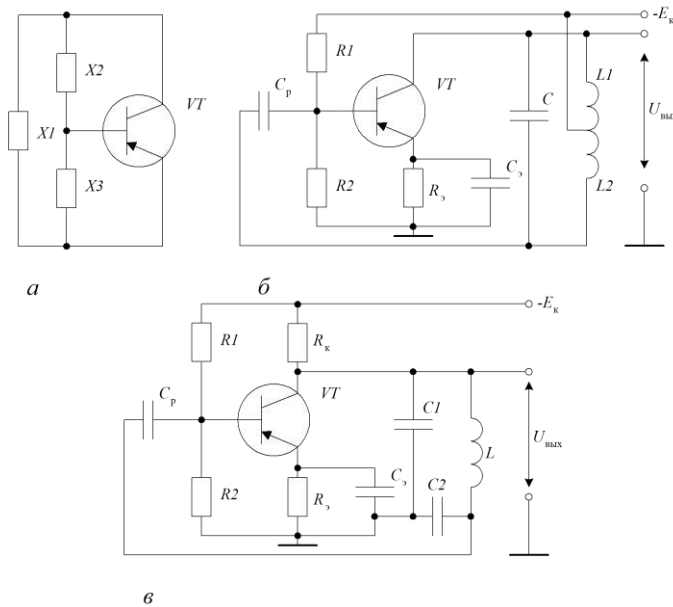


Рисунок 13.2 – Структурна і функціональні схеми триточкових автогенераторів

Схема ємнісного триточкового автогенератора (схема Колпітца) представлена на рис. 13.2, в. Тут проведено секціонування гілки ємності паралельного коливального LC -контура. Коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язку і частота коливань, що генеруються, рівні відповідно $\beta = \frac{C1}{C2}$ і

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C1 + C2}{C1 \cdot C2 \cdot L}}.$$

У автогенераторах гармонійних коливань типу LC іноді спостерігається спотворення форми вихідних коливань. Це відбувається, якщо умова самозбудження виконується не для однієї частоти ω_0 , а для ряду гармонійних складових, близьких до ω_0 . Для усунення вказаного явища необхідно в LC -генераторах застосовувати контури з добротністю в декілька сотень одиниць. Таке ж явище може спостерігатися при великій глибині позитивного зворотного зв'язку. Щоб уникнути цього, необхідно в підсилювальному каскаді ввести місцевий незалежний регульований негативний зворотний зв'язок, відключивши наприклад, ємність Ce і застосувавши змінний резистор замість Re в колі емітера транзистора розглянутих вище схем LC -автогенераторів.

2. Стабілізація частоти LC -генераторів. Кварцеві автогенератори

У процесі роботи автогенератор зазнає різних впливів, які приводять до зміни його робочої частоти. Основними причинами нестабільності частоти є: зміни навколишньої температури, що приводять до зміни геометричних розмірів і електричних властивостей деталей схеми; зміни напруги джерел живлення; механічна вібрація і деформація деталей і ін. Крім того, на

стабільність частоти впливають паразитні індуктивності і ємності схеми – міжелектродні ємності підсилювальних елементів, що змінюються зі зміною режиму роботи, індуктивності виводів електродів, місткості монтажу і т.д. Зменшення впливу цих чинників досягається застосуванням параметричної стабілізації частоти, яка полягає в підборі елементів підсилювача і кіл зворотного зв'язку, що забезпечують мінімальні зміни частоти, у введенні глибокого негативного зворотного зв'язку (при збереженні умови балансу амплітуд), в екрануванні частотно залежних кіл підсилювача для зменшення впливу зовнішніх електромагнітних полів і т.п. Параметрична стабілізація дозволяє знизити нестабільність частоти коливань LC-генераторів, що генеруються, до 10^{-4} - 10^{-5} .

Найбільш ефективним ступенем підвищення стійкості частоти автогенераторів типу LC є кварцева стабілізація. Вона базується на застосуванні в схемі автогенератора кварцових пластинок з сильно вираженим п'єзоелектричним ефектом.

Якщо кварцеву пластинку стиснути або розтягнути, то на її протилежних гранях з'являються рівні за величиною, але різні за знаком електричні заряди. Величина їх пропорційна тиску, а знаки залежать від напрямку сили тиску. Це явище носить назву прямого п'єзоелектричного ефекту. Якщо ж до граней пластинки кварцу прикласти електричну напругу, то пластинка стискатиметься або розтягуватиметься залежно від полярності прикладеної напруги. Це явище називається зворотним п'єзоелектричним ефектом.

Властивістю кварцу є дуже висока стабільність частоти механічних коливань, яка визначається геометричними розмірами кварцевої пластинки і напрямом деформації. Ця властивість у поєднанні з прямим п'єзоелектричним ефектом, що перетворює механічні коливання на електричні, дає можливість використовувати кварцові пластинки для стабілізації частоти автогенератора. Еквівалентна схема кварцевої пластинки представлена на рис. 5, що складається з послідовно включених елементів $L_{кв}$, $R_{кв}$, $C_{кв}$, що шунтуються ємністю C_0 .

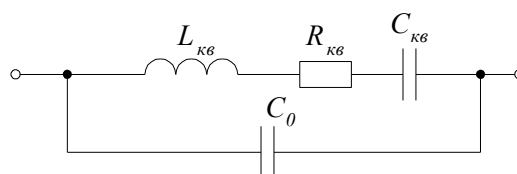


Рисунок 13.3 – Еквівалентна схема кварцевої пластини

Елемент C_0 характеризує ємність кристалотримача і має величину близько декількох десятків пФ. Ємність кварцу $C_{кв}$ мала (зазвичай має

величину порядку сотих частин пФ). Індуктивність кварцу $L_{кв}$ може мати величину від десятків мкГн до декількох мГн. Величина опору втрат $R_{кв}$ складає зазвичай одиниці – десятки Ом. Тому добротність кварцу дуже велика – $10^5 \dots 10^6$ і кварцовий резонатор має гострий резонанс.

Кварцевий резонатор, як видно з його еквівалентної схеми, володіє двома резонансними частотами – послідовного контура $\omega_{посл}$ і паралельного контура $\omega_{пар}$.

$$\omega_{посл} = \frac{1}{\sqrt{L_{кв} C_{кв}}}; \quad \omega_{пар} = \frac{1}{\sqrt{L_{кв} C}};$$

$$C = \frac{C_0 C_{кв}}{C_0 + C_{кв}}.$$

Оскільки $C_0 \gg C_{кв}$, то частоти $\omega_{посл}$ і $\omega_{пар}$ мало відрізняються одна від одної.

На частотах нижче $\omega_{посл}$ і вище $\omega_{пар}$ еквівалентний опір кварцевого резонатора носить ємнісний характер, а на частотах вище $\omega_{посл}$ і нижче $\omega_{пар}$ – індуктивний характер. Тому кварцевий резонатор може включатися або в коло зворотного зв'язку, або як індуктивний елемент гілки коливального LC-контуру.

Застосування кварцевого резонатора дозволяє знизити нестабільність частоти коливань, що генеруються, до значення близько 10^{-7} . Оскільки резонансні властивості кожної кварцової пластинки строго індивідуальні, то кварцова стабілізація частоти застосовується в автогенераторах, які генерують коливання фіксованих частот, що є недоліком цих генераторів. У дуже невеликих межах змінити власну частоту коливань кварцевого резонатора можна шляхом включення послідовно з ним конденсатора, який змінить частоту послідовного коливального контуру.

Добротність такого еквівалентного контуру досягає величини $\alpha_{кв} = 10^6 \dots 10^7$. Тому фіксуюча здатність кварцевої коливальної системи виявляється дуже високою.

На частотах, що перевищують 10 МГц, товщина пластин настільки мала (близько 0,3 мм), що вони стають надзвичайно крихкими. Тому застосування кварцу на цих частотах практично неможливе. Типова схема транзисторного кварцевого автогенератора наведена на рис. 13.4.

Кварцові генератори можуть бути побудовані також і на основі ІМС. Типова схема такого генератора наведена на рис. 13.5. У цій схемі власне кварцевий генератор зібраний на транзисторі VT1. Вихідний сигнал знімається з колектора транзистора VT2 через емітерний повторювач на

транзисторі $VT4$. Частота коливань кварцового генератора може бути визначена за формулою

$$f \approx f_{кв} (1 + C_{кв} / 2C_{к.экв}),$$

де $f_{кв} = 1/2\pi\sqrt{L_{кв}C_{кв}}$ – резонансна частота контура, еквівалентного кварцу; $C_{к.экв}$ – узагальнена еквівалентна ємність контура, що враховує ємність кварцотримача і сумарну ємність схеми.

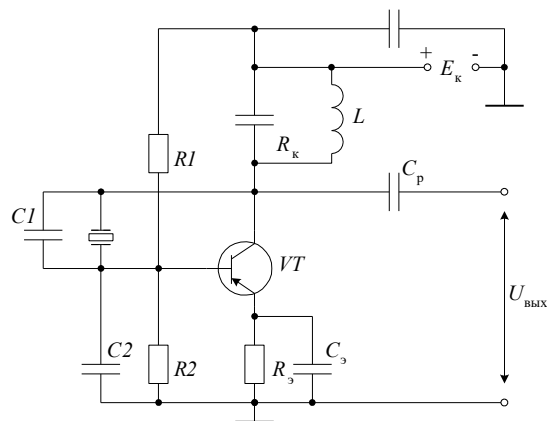


Рисунок 13.4 – Принципова схема LC-автогенератора з кварцевим резонатором

Для зменшення впливу міжелектродних ємностей транзистора на стабільність частоти ємності конденсаторів C_1 і C_2 слід вибирати так, щоб $C_1 > C_{11}$ і $C_2 > C_{22}$, де C_{11} – вхідна, а C_{22} – вихідна ємності транзистора $VT1$.

Для підстроювання частоти кварцового автогенератора послідовно з кварцовою пластинною можна включити підстроювальний конденсатор.

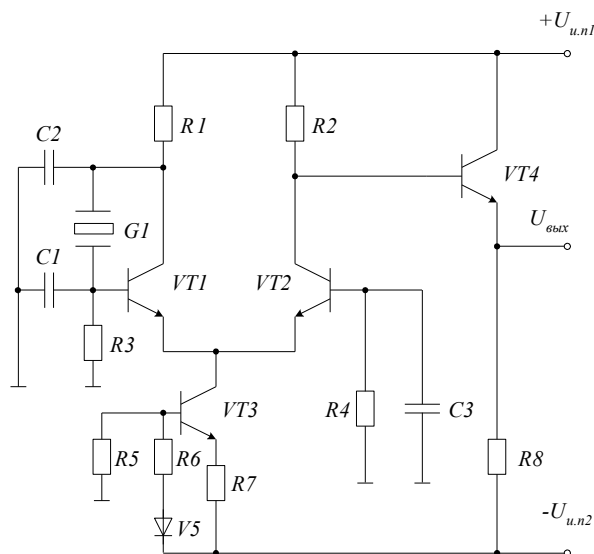


Рисунок 13.5 – Принципова схема кварцового генератора в інтегральному виконанні

Тема 14. Генератори електричних імпульсів

1. Види генераторів електричних імпульсів та їх особливості

Генерування електричних коливань – процес перетворення різних видів електричної енергії в енергію електричних (електромагнітних) коливань. Термін застосовується зазвичай до коливань в діапазоні радіочастот, збуджувані в пристроях (системах) із зосередженими параметрами (ємністю C , індуктивністю L , опором R), де електричні і магнітні поля просторово розділені. При переході до вищих частот (СВЧ і оптичний діапазон) для збудження коливань необхідні системи з розподіленими параметрами. В цьому випадку говорять про електромагнітні коливання.

Генерування здійснюється зазвичай або шляхом перетворення енергії джерел постійної напруги за допомогою електронних приладів (вакуумних, газорозрядних і твердотілих), або шляхом перетворення первинних електричних коливань в коливання необхідної частоти і форми (параметричний генератор, квантовий генератор).

Залежно від типу електронних приладів розрізняють:
лампові генератори (з електронними лампами),
напівпровідникові генератори (з напівпровідниковими тріод-пентодами, тунельними діодами і ін.),
генератори з газорозрядними приладами (тиратронами і ін.).

За формою коливань, частотою, потужністю і призначенню розрізняють:

- генератори синусоїдальних (гармонійних) коливань,
- генератори коливань спеціальної форми,
- генератори надвисоких частот тощо.

Необхідні елементи генератора: джерело енергії ланцюги, в яких збуджуються і підтримуються коливання (пасивні ланцюги) і активний елемент, що перетворює енергію джерела живлення в енергію коливань, що генеруються. Активним елементом зазвичай є електронні прилади, часто у поєднанні з керівниками ними додатковими ланцюгами (ланцюгами зворотного зв'язку).

Якщо енергія, що підводиться в пасивні ланцюги, перевершує втрати енергії в цих ланцюгах, то будь-який виниклий в них коливальний процес буде наростати. Якщо вступ менше втрат, коливання затухають. Енергетична рівновага, відповідна стаціонарному режиму, здійсненна лише за наявності нелінійних властивостей в елементів системи. При їх відсутності в системі можливий або наростаючий, або затухаючий коливальний процес, а генерація стаціонарних електричних коливань неможлива (див. нижчий).

Якщо ланцюги, в яких збуджуються і підтримуються коливальні процеси самі по собі володіють коливальними властивостями (наприклад, *коливальний контур* або *об'ємний резонатор*), то частота і форма коливань, що генеруються, в основному визначаються частотою і формою їх власних коливань. Роль активного елементу в цьому випадку зводиться лише до

підкочування енергії в ланцюзі для компенсації втрат в них (включаючи відбір енергії споживачем).

2. Мультивібратори

Мультивібратори (від латинського *multum* - багато; *vibro* - коливаю) - це релаксаційні автогенератори напруги прямокутної форми (релаксаційний - такий, що різко відрізняється від гармонійного -синусоїдного; автогенератор - пристрій, що генерує незатухаючі коливання без запуску ззовні і не має стійких станів).

Виконуються мультивібратори на основі електронних приладів, що мають на вольтамперній характеристиці ділянку з негативним опором (наприклад, тунельні діоди, тиристори), а також на підсилювачах постійного струму з додатніми зворотними зв'язками (на транзисторах, ОП, цифрових і спеціальних ІМС). Електронні прилади в них працюють у ключових режимах.

Мультивібратори можуть працювати у трьох режимах: чекаючому, автоколивальному та режимі синхронізації.

Найчастіше вони працюють в автоколивальному режимі, коли мультивібратор має два квазісталіх (нестійких) стани рівноваги і переходить із одного стану в інший самочинно під впливом внутрішніх перехідних процесів. У такому режимі мультивібратор використовується як генератор прямокутної напруги.

У чекаючому режимі мультивібратор має один сталий і один квазі-сталий стани рівноваги. Зазвичай він знаходиться у сталому стані і переходить до квазісталого під дією зовнішнього електричного сигналу. Час перебування у квазісталому стані визначається внутрішніми процесами в схемі мультивібратора. Такі мультивібратори використовуються для формування імпульсів напруги необхідної тривалості, а також для затримки імпульсів на визначений час. Мультивібратор, що працює у такому режимі, має назву одновібратора.

У режимі синхронізації використовується мультивібратор, що працює в автоколивальному режимі, але його перехід із одного стану в інший забезпечується зовнішньою синхронізуючою напругою. Для його нормальної роботи в цьому режимі необхідно, щоб частота синхронізуючого сигналу перевищувала частоту власних коливань. В результаті частота коливань мультивібратора практично не залежить від дестабілізуючих факторів, які впливають на його елементи. Використовуються такі мультивібратори для створення генераторів стабільної частоти і при керуванні складними електронними пристроями, робота яких синхронізована якоюсь зовнішньою дією (наприклад, синхронізація розгортки електронного осцилографа).

Загалом, мультивібратори повинні забезпечувати стабільність частоти і довжини імпульсів, а також необхідну (зазвичай, мінімальну) тривалість їх фронтів.

На транзисторах автоколивальний мультивібратор найчастіше будують за симетричною схемою з колекторно-базовими зв'язками.

Він складається з двох однакових каскадів підсилення з СЕ. Для забезпечення додатного зворотного зв'язку, за рахунок якого мультивібратор самозбуджується, вихідна напруга кожного з каскадів подається на вхід іншого. Схема такого мультивібратора зображена на рис.14.1 хоча зараз її практично не застосовують (бо використовують в основному мультивібратори на ІМС), вона якнайкраще підходить для здобуття навиків аналізу роботи імпульсних пристроїв.

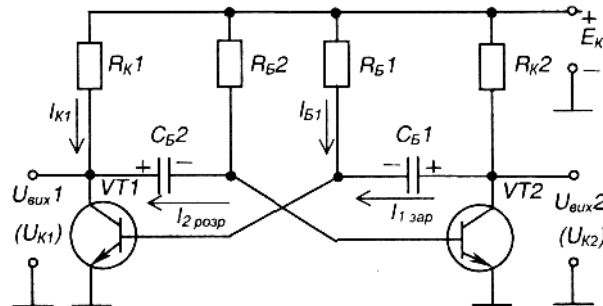


Рис.14.1 - Мультивібратор з колекторно-базовими зв'язками

Симетрія схеми забезпечується тим, що задають $R_{K1} = R_{K2}$ та $R_{B1} = R_{B2}$ (вони призначені для забезпечення насиченого стану транзисторів), $C_{B1} = C_{B2}$ (забезпечують зв'язок між каскадами). Відповідно, параметри транзисторів повинні бути повністю ідентичні. І така ідеальна схема буде непрацездатною: обидва транзистори будуть відкриті. Неможливість реально забезпечити абсолютну симетрію і наявність додатного зворотного зв'язку призводять до того, що після подачі напруги живлення один із транзисторів повністю відкривається, а другий - закривається. Роботу мультивібратора ілюструють часові діаграми, наведені на рис.14.2.

Мультивібратор має два квазістабільних стани:

- 1 - транзистор VT1 відкритий, а VT2 закритий;
- 2 - транзистор VT2 відкритий, а VT1 закритий.

Уявимо, що початковий стан мультивібратора такий: VT1 відкритий (знаходиться у режимі насичення), а VT2 закритий (знаходиться у режимі відтинання). При цьому і надалі:

- 1) через VT1 і R_{K1} від E_k протікає колекторний струм насичення I_{K1} ;
- 2) через R_{B1} і базо-емітерний перехід VT1 протікає струм бази I_{B1} , який утримує VT1 в режимі насичення (маємо схему зміщення фіксованим струмом бази);
- 3) конденсатор C_{B1} заряджається струмом $I_{1зар}$ від e_k через R_{K1} , і базо-емітерний перехід VT1;
- 4) конденсатор C_{B1} заряджений з вказаною на схемі полярністю до напруги, рівної e_k (у попередньому такті роботи схеми), і через VT1 (замкнений ключ) підімкнений до нульової точки, за рахунок чого через нього протікає струм $I_{2зарт}$ від E_k через R_{B2} цей струм намагається перезарядити C_{B2} від напруги $-E_k$ до напруги $+E_k$, при цьому від'ємна напруга

з C_{B2} подається на базу VT2 відносно його емітера і утримує транзистор в закритому стані (розімкнений ключ);

5) процес перезарядки конденсатора C_{B2} триває доти, доки напруга на ньому не перетне нульового рівня і не стане вищою за порогову напругу базо-емітерного переходу транзистора VT2 $U_{BEнас} \approx 0,6$ В, після чого потече базовий струм VT2 і він почне відкриватися;

6) через VT2, що перейшов у активний режим, конденсатор C_{B1} обкладкою «+» підмикається до нульової точки і від'ємна напруга з C_{B2} подається на базу VT1 відносно його емітера, закриваючи транзистор;

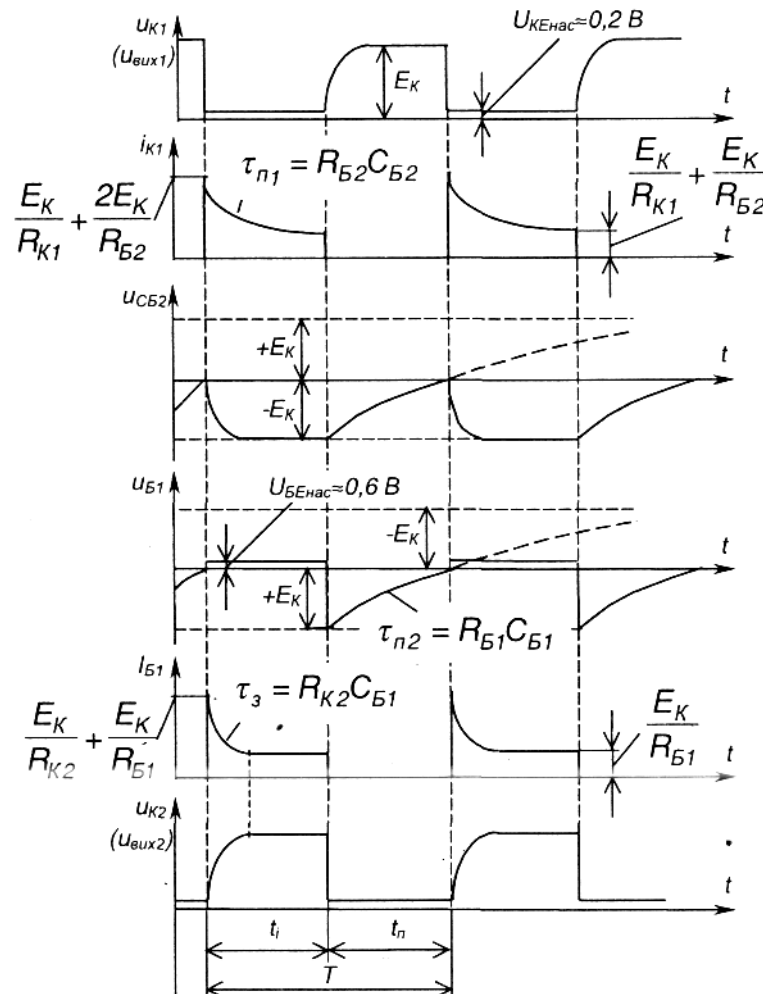


Рисунок 14.2 – Часові діаграми роботи мультивібратора з колекторно-базовими зв'язками

7) як тільки VT1 починає закриватися, збільшується додатня напруга на його колекторі і починає заряджатися C_{B2} від E_K через R_{K1} і базо-емітерний перехід VT2, за рахунок чого останній відкривається ще більше - діє додатній зворотний зв'язок: розвивається лавиноподібний регенеративний процес, по закінченні якого VT1 повністю закривається, а VT2 відкривається і мультивібратор переходить до свого другого квазісталого стану.

Далі процеси в схемі протікають аналогічно, тільки тепер заряджається C_{B2} , а перезаряджається C_{B1} .

Таким чином, пристрій фактично працює за рахунок автоматичної комутації конденсаторів ключами-транзисторами.

Умовами працездатності мультивібратора є:

$$\begin{aligned} R_{K2} C_{B1} < R_{B2} C_{B2} & \quad R_{K1} C_{B2} < R_{K1} C_{B1} \\ R_{K1} \beta_1 & \geq R_{B1} \quad R_{K2} \beta_2 \geq R_{B2} \end{aligned}$$

Тривалість імпульсів, що знімаються з колекторів транзисторів VT1 або VT2, становить відповідно $t_1 \approx 0,7 R_{B1} C_{B1}$; $t_2 \approx 0,7 R_{B2} C_{B2}$.

Період надходження імпульсів $T = t_1 + t_2$.

Для симетричної схеми $T \approx 1,4RC$, де $R = R_{B1} = R_{B2}$; $C = C_{B1} = C_{B2}$.

Співвідношення величин t_1 і t_2 (шпаруватість) можна змінювати, порушуючи симетрію схеми: наприклад, збільшуючи величину R_{B1} і пропорційно зменшуючи величину R_{B2} . При цьому тривалість періоду залишається незмінною.

Якщо змінювати величину тільки одного з резисторів або конденсаторів, то при постійній тривалості імпульсу (або паузи) будуть змінюватись період і шпаруватість.

Недоліком розглянутої схеми є значно спотворений передній фронт генерованих імпульсів (він являє собою експоненту). Це відбувається через те, що вихідним сигналом пристрою є напруга, яка знімається з транзисторного ключа і під'єданого паралельно до нього конденсатора - фактично це є напруга на конденсаторі, що заряджається.

Скоротити тривалість фронтів (час заряду конденсаторів) можна, наприклад, зменшивши величину колекторних резисторів R_{K1} і R_{K2} . Але це призведе до значних енергетичних втрат: через транзистори в режимі насичення буде протікати великий струм.

Оскільки причиною спотворення є процес заряду конденсаторів, то забезпечити якість генерованих імпульсів можна, відключаючи колектори транзисторів від кіл заряду конденсаторів. Для цього в схему мультивібратора необхідно ввести допоміжні ключі - наприклад, діоди VD1 і VD2, як це показано на рис.14.3. Для створення кіл заряду конденсаторів тут введено резистори R_1 і R_2 . У результаті, діодні ключі відтинають кола заряду від колекторів на час заряду. Тому такий мультивібратор називають мульти-вібратором з відтинаючими діодами. Перезаряджатися конденсаторам діодні ключі не заважають. Тепер довжина фронтів імпульсів практично однакова і визначається частотними властивостями транзисторів і діодів, а також паразитними ємностями схеми.

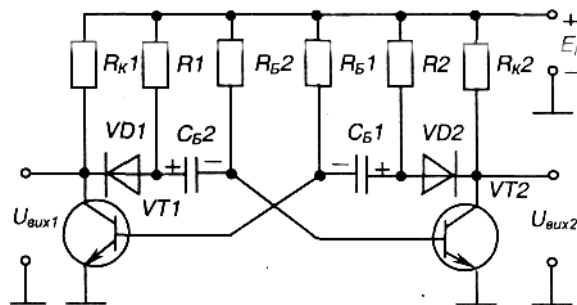


Рисунок 14.3 – Мультивібратор з відтинаючими діодами

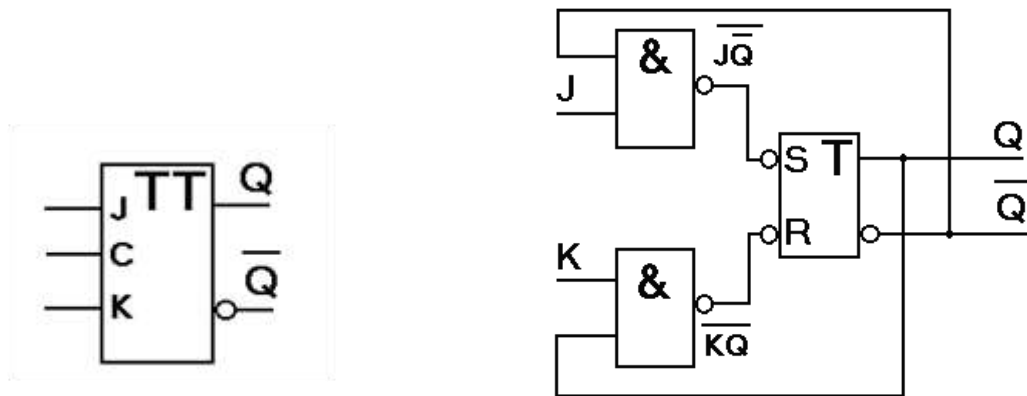
Тема 15. Тригерні електронні структури

1. JK-тригери, D-тригери, Т-тригери

JK-тригери

Універсальний JK-тригер функціонує майже так само, як і звичайний RS-тригер. При цьому вхід J виконує роль входу S , а вхід K – входу R . Таким чином активний сигнал (рівень логічної 1), поданий на вхід J , переводить тригер у стан 1, а поданий на вхід K – у стан 0. Різниця полягає лише у тому, що при $J=K=1$ тригер змінює свій стан на протилежний. JK-тригер не має заборонених комбінацій вхідних сигналів, наявність яких була головною вадою RS-тригерів.

Найпростіший JK-тригер у базисі І-НІ можна побудувати на тому ж наборі елементів, що й розглянутий вище синхронний RS-тригер. Схема такого тригера подана на рис. 15.1. Алгоритм його функціонування поданий у таблиці переходів 1.



а

б

Рисунок 15.1 – Умовне позначення (а) та схема (б) JK-тригера

Таблиця 1

J	K	Q^{t+1}
0	0	Q^t
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}^t$

Нехай тригер знаходиться у стані 0 ($Q=0$, $\bar{Q}=1$), а на його входах діють сигнали $J=K=0$. При цьому на виходах обох елементів ТА-НІ – рівні логічної 1. Така комбінація вхідних сигналів ($R=S=1$) у асинхронному RS-тригері з інверсними входами забезпечує режим зберігання інформації (стан тригера лишається незмінним). Якщо ж подати на входи тригера сигнали $J=K=1$, то вихідний сигнал елемента В не зміниться, а на виході елемента А

з'явиться сигнал логічного 0. При такій комбінації вхідних сигналів ($R=1$ $S=0$) асинхронний RS -тригер з інверсними входами переходить до стану 1. Аналогічні міркування можна провести стосовно одиничного початкового стану тригера. Таким чином, JK -тригер при надходженні на його входи сигналів $J=K=1$ переходить до протилежного стану.

Треба зазначити, що на практиці застосовуються значно складніші схеми JK -тригерів, ніж та, яку ми щойно розглянули.

По-перше, реальні JK -тригери завжди мають вхід синхронізації для розширення їх функціональних можливостей.

По-друге, синхронні JK -тригери завжди мають двохступеневе запам'ятовування інформації. У цьому випадку вони мають у своєму складі два RS -тригери, один з яких називають керованим, а другий – керуючим. Часто такі тригери називають MS -тригерами (від англ. *Master-Slave*). Така побудова синхронних тригерів (не тільки JK , але й будь-яких типів) дозволяє усунути можливість встановлення тригера у невизначений стан через перехідні процеси при перемиканні або при короткочасних змінах вхідних сигналів.

D і T тригери

Тригер з лічильним входом (Т-тригер).

Як було розглянуто раніше, при надходженні на обидва інформаційні входи JK -тригера рівней логічної 1 ($J=K=1$), він переходить до протилежного стану. З цієї точки зору найбільш доцільним способом перетворення JK -тригера на T -тригер є просте об'єднання його J і K -входів для отримання лічильного T -входу, як це зображено на рис.15.2, а.

На практиці частіше за все використовують схему T -тригера, у якій у якості T -входу використовують вхід S синхронного тригера, а на J, K входи подають рівень логічної 1, як це зображено на рис.15.2, б. Алгоритм функціонування T -тригера (однаковий для схем на рис.15.2, а та 15.2, б) подано у вигляді таблиці переходів (табл. 2). Умовне графічне зображення тригера показано на рис.15.2, в.

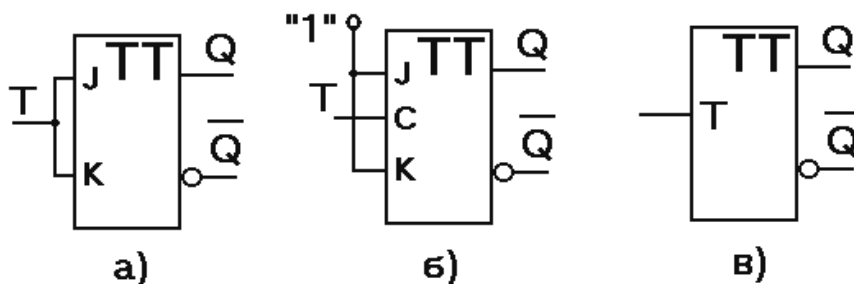


Рисунок 15.2 – Схеми одержання T -тригера на основі асинхронного (а) та синхронного (б) JK -тригера та його умовне позначення (в)

Таблиця 2

T	Q^{t+1}
0	Q^t
1	$\overline{Q}^t$

Тригер затримки (*D-тригер*)

D-тригер має один інформаційний вхід (*D*- вхід) і вхід синхронізації *C*. Цей тригер завжди побудовано як синхронний та двохступеневий. Головне призначення *D*-тригера – затримка сигналу, який подано на вхід *D*. *D*-тригер може бути отриманий з *JK*-тригера після об'єднання входу *K* з входом *J* через інвертор так, як це зображено на рис.15.3, а. Отриманий таким чином вхід називають *D*-входом. Функціонування *D*-тригера відображено у таблиці переходів (табл. 3), у якій виключені рядки для $C=0$. При $C=0$ тригер може необмежений час зберігати раніше встановлений стан. При $C=1$, інформація, що надходить на вхід *D*, потрапляє до тригера, але на виході його вона з'явиться з затримкою на один такт. Графічне позначення *D*-тригера зображено на рис.15.3, б.

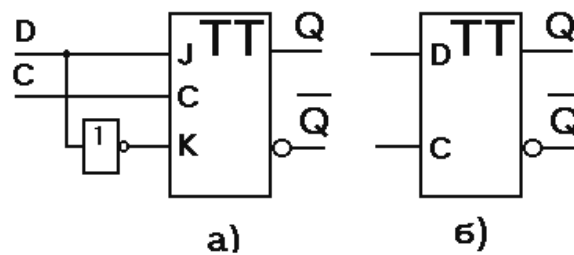


Рисунок 15.3 – Схема (а) та умовне позначення (б) *D*–тригера

Таблиця 3

D	C	Q^{t+1}
1	1	1
0	1	0

Тема 16. Випрямлячі і стабілізатори напруги та струму

1. Схема випрямлення з помноженням напруги

Випрямлячі з ємнісним фільтром дозволяють реалізувати схеми з множенням напруги. Такі випрямлячі використовуються для живлення малопотужних високовольтних пристроїв. Принцип роботи схем множення напруги ґрунтується на використанні кількох конденсаторів, кожен з яких заряджається від однієї і тієї ж обмотки трансформатора, але через різні діоди, для кожного конденсатора свій діод. **Випрямлячі з множенням напруги** дозволяють отримати на виході пристрою напругу, в будь-яке число разів більше напруги на його вході.

Схема послідовного подвоювача напруги наведена на рисунку 16.1. Стабільність роботи цього подвоювача вище, а пульсації нижчі, ніж в схемі паралельного подвоювача напруги.

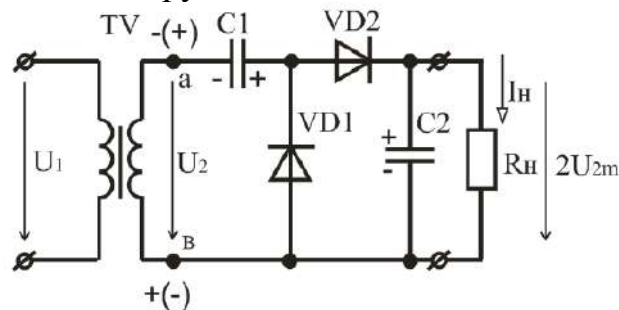


Рисунок 16.1 – Схема послідовного подвоювача напруги

Послідовний подвоювач працює таким чином. У один з напівперіодів вхідної напруги, коли потенціал точки *в* вище за потенціал точки *а*, конденсатор *C1* заряджається через відкритий діод *VD1* до амплітудного значення вхідної напруги U_{2m} . В цей час діод *VD2* закритий. У другий напівперіод потенціал точки *в* нижче за потенціал точки *а*, і напруга на конденсаторі *C1* підсумовується з вхідною напругою, внаслідок чого конденсатор *C2* заряджається через відкритий діод *VD2* до подвоєного амплітудного значення вхідної напруги $2U_{2m}$.

На рисунку 16.2 наведена схема випрямляча з множенням напруги другого роду, де добавлені ланки з діодів і конденсаторів.

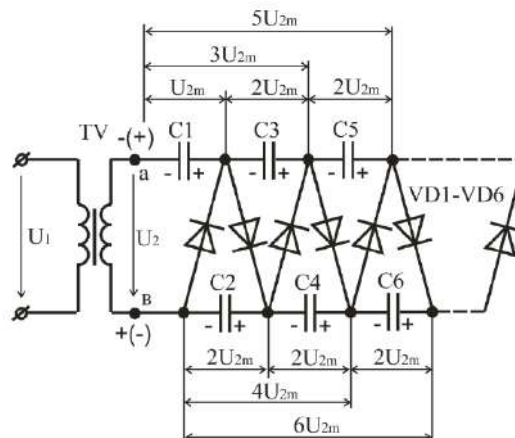


Рисунок 16.2 – Схема випрямляча з множенням напруги другого роду

2. Трифазні випрямні пристрої

Для живлення навантажень середньої і великої потужності використовують трифазні випрямні схеми.

Однопівперіодна схема з нульовим виводом (схема Міткевича) зображена на рис. 16.3.

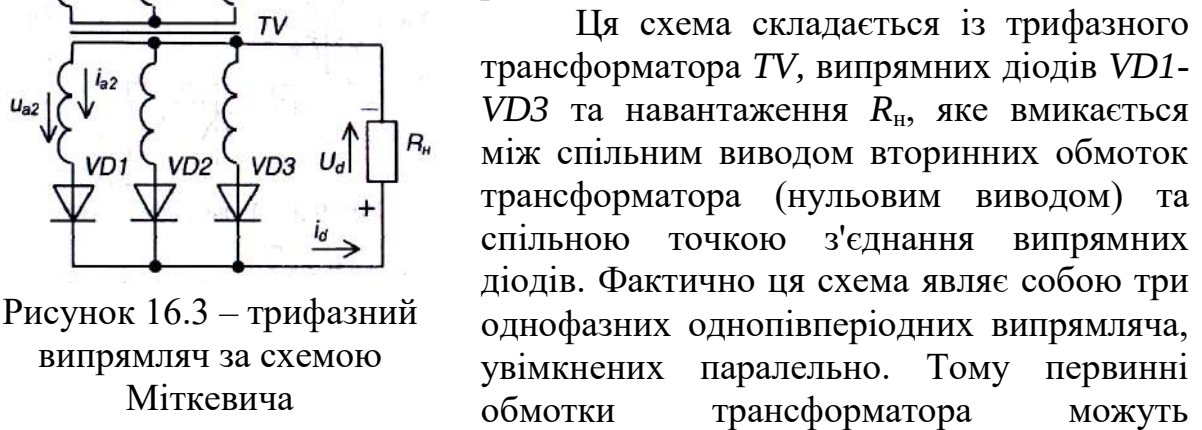


Рисунок 16.3 – трифазний випрямляч за схемою Міткевича

Ця схема складається із трифазного трансформатора TV , випрямних діодів $VD1$ - $VD3$ та навантаження R_n , яке вмикається між спільним виводом вторинних обмоток трансформатора (нульовим виводом) та спільною точкою з'єднання випрямних діодів. Фактично ця схема являє собою три однофазних однопівперіодних випрямляча, увімкнених паралельно. Тому первинні обмотки трансформатора можуть з'єднуватися як зіркою, так і трикутником (забезпечуючи, наприклад, підмикання до мережі з фазною напругою 220 чи 127 вольт), а вторинні – лише зіркою. Випрямні діоди працюють по черзі. За період напруги живлення кожен діод знаходиться у провідному стані третину періоду, причому проводить той діод, до анода якого на даний момент прикладена найбільш позитивна фазна напруга.

Роботу схеми Міткевича ілюструють часові діаграми, наведені на рис. 16.4.

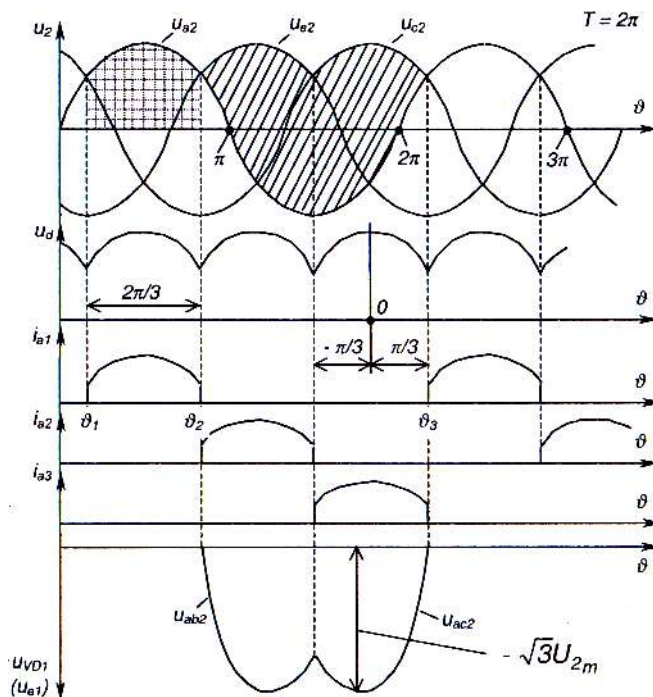


Рисунок 16.4 – Часові діаграми роботи схеми Міткевича

Як впливає із діаграм, наприклад, на інтервалі $\theta_1 - \theta_2$ найбільш позитивна напруга є на вторинній обмотці трансформатора фази A , тому у провідному стані тут знаходиться діод $VD1$. На інтервалі $\theta_2 - \theta_3$ він закритий лінійною напругою u_{ab} або u_{ac} (даний інтервал відповідає заштрихованій скісними лініями ділянці діаграми u_2): анод має потенціал фази u_{a2} , а катод – потенціал фази, яка знаходиться у провідному стані – u_{b2} , або u_{c2} ,

$$U_{2\phi} = 0,85 U_d.$$

Максимальна напруга на діоді

$$U_{bm} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_{2\phi} = 2,45 U_d.$$

Середнє значення струму через діод

$$I_a = \frac{I_d}{3}$$

Коефіцієнт трансформації трансформатора

$$n = \frac{U_{1\phi}}{U_{2\phi}} = \frac{U_{1\phi}}{0,85U_d}$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги (при $m=3$)

$$k_n = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,25$$

Частота пульсації випрямленої напруги в три рази перевищує частоту мережі.

Недоліком даної схеми є наявність постійного підмагнічування магнітопроводу трансформатора, зумовленого тим, що, як і у будь-якої однофазної схеми, вторинною обмоткою трансформатора струм за період проходить лише один раз і в одному напрямку, тобто цей струм має постійну складову. Це вимагає використання трансформатора із підвищеним перерізом магнітопроводу.

3. Аналіз і розрахунок згладжувальних фільтрів випрямної напруги.

Згладжувальним фільтром випрямляча називають пристрій, призначений для зменшення змінної складової (пульсації) випрямленої напруги. При живленні більшості електронних пристроїв допускається дуже невеликі пульсації випрямленої напруги. Проте на виході випрямляючих схем пульсації в багато разів перевищує допустиму. Щоб зменшити ці пульсації застосовують згладжувальні фільтри. Будь який згладжувальний фільтр має забезпечити зниження пульсації до заданого рівня.

Змінна складова випрямленої напруги в загальному випадку є сукупністю ряду гармонік з різними амплітудами і різними початковими фазами. При цьому амплітуда першої гармоніки має максимальну величину і на багато перевищує амплітуду вищих гармонік. Для більшості радіотехнічної апаратури якість згладжування характеризується величиною максимально допустимої амплітуди змінної складової. Отже, фільтри належать розраховувати на максимальне подавання основної гармоніки, маючи на увазі, що гармоніки більш високих порядків(частот) будуть згладжуватися фільтрами – значно більш ефективно.

Основним параметром згладжувальних фільтрів є коефіцієнт згладжування. Коефіцієнтом згладжування називається відношення коефіцієнта пульсації на вході фільтра до коефіцієнта пульсації на виході фільтра (по навантаженню):

$$q = \frac{U_{m1}}{U_{01}} \cdot \frac{U_{02}}{U_{m2}} = \frac{U_{m1}}{U_{m2}} \cdot \frac{U_{02}}{U_{01}} = \frac{K_\phi}{\frac{U_{02}}{U_{01}}} ; \frac{U_{02}}{U_{01}} = \frac{1}{K_n} ; K_\phi = K_n \cdot q ; q = \frac{K_n}{K_n'}$$

де K_n і K_n' - коефіцієнти до (K_n) і після (K_n') згладжуючого фільтра.

Індуктивний фільтр - це дросель, що вмикається послідовно з навантаженням. Фактично разом з навантаженням він являє собою частотно-

залежний дільник напруги. Ефект фільтрації наявний тоді, коли опір дроселя ωL , змінній складовій пульсуючого струму з найнижчою частотою значно перевищує активний опір навантаження r_h . Тоді вся постійна напруга прикладається до R (падіння напруги на ідеальному дроселі відсутнє), а змінні складові діляться між R_H і ωL .

Ємнісний фільтр - це конденсатор, що вмикається паралельно навантаженню. За умови, що опір конденсатора $1/\omega C$ для складової пульсуючого струму з найнижчою частотою значно менший опору навантаження r_h , забезпечується шунтування навантаження за змінним струмом: постійний струм весь протікає через r_h (конденсатор постійного струму не проводить), а змінні складові розподіляються між R_H і $1/\omega C$.

Схеми цих фільтрів зображені на рис. 16.5.

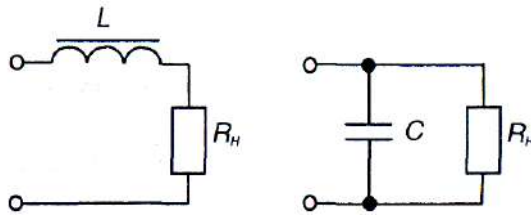


Рисунок 16.5 – Схеми індуктивного та ємнісного фільтрів

Як послідовні елементи фільтрів застосовують індуктивності (дроселі) і активні опори (резистори). Паралельними елементами фільтрів є звичайно конденсатори.

Дія дроселя як елемента фільтра зводиться до того, що на ньому втрачається найбільша частина змінної складової напруги, бо його опір $X_{L\phi} = \omega L_\phi$ вибирають значно більшим, ніж опір навантаження R_H . Для сталої складової випрямленого струму індуктивний опір дроселя дорівнює нулю. Отже, втрати сталої складової напруги на дроселі зумовлені тільки його незначним омичним опором, і часто ними можна знехтувати.

Дія конденсатора як елемента фільтра зводиться до того, що шунтуючи опір навантаження, він пропускає через себе найбільшу частку змінної складової випрямленого струму, оскільки опір $X_{ef} = 1/\omega C_\phi$ намагаються

вибрати значно меншим від навантажувального опору R_H . Для сталої складової струму опір X_{ef} нескінченно великий і тому ця складова проходить, головним чином, через опір навантаження.

Поряд із простими фільтрами використовуються складні, що являють собою сполучення певним чином увімкнених дроселів та конденсаторів.

Найширшого використання набули Г-подібні LC-фільтри

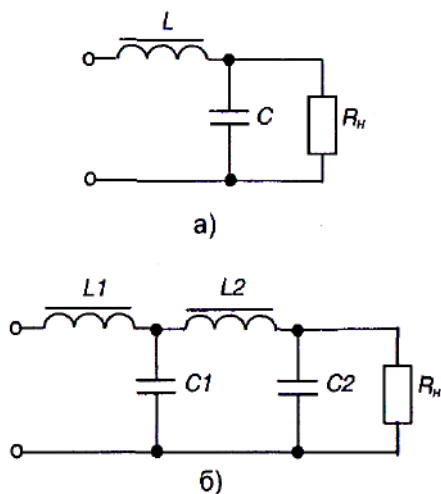


Рисунок 16.6 – Г-подібні LC-фільтри: одноланковий (а), дволанковий (б)

(одноланкові або багатоланкові), зображені на рис.16.6.

Для збільшення коефіцієнта згладжування застосовують дволанкові фільтри. При цьому слід враховувати, що потрібний коефіцієнт згладжування можна дістати як від одно ланкового, так і від дволанкового фільтрів. Проте при великому значенні коефіцієнта згладжування більш вигідно застосовувати дволанкові фільтри. Для практичних розрахунків можна вважати, що коефіцієнт згладжування дволанкового фільтра дорівнює добутку коефіцієнтів згладжування кожної ланки:

$$q = q_1 q_2$$

Особливістю фільтрів типу LC є незначний склад сталої складової випрямленої напруги на дроселі, що дає змогу застосовувати такі фільтри в джерелах з порівняно високим струмом навантаження. Істотним недоліком їх є велика маса дроселя, а також магнітні поля, що утворюються навколо нього і впливають на роботу різних високочутливих вузлів електронної апаратури. Ці недоліки усунено в фільтрах типу RC.

Такі фільтри значно дешевші від фільтрів типу LC, мають невеликі габарити. Проте їх доцільно використовувати при малих випрямлених струмах (близько 10^{-15} мА) і невеликих значеннях коефіцієнтах згладжування. Це пояснюється тим, що на активному опорі R_ϕ мають місце втрати як змінної, так і сталої складових випрямленої напруги, що при великих струмах навантаження призводить до різкого зменшення напруги на виході фільтра.

Для покращення якості фільтра (усунення магнітних полів в LC – фільтрі, зменшення затрат на резисторі R_ϕ в RC – фільтрі) застосовують транзисторні фільтри, рис.16.7.

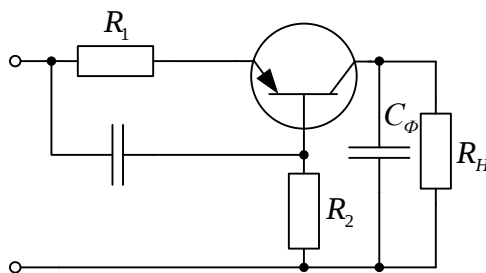


Рисунок 16.7 – Транзисторний фільтри

В такій схемі використовується властивість транзистора чинити великий опір змінному струмові і малий – постійному. Чим більший опір R_1 , тим краща згладжувальна дія фільтра, але і більше падіння напруги на фільтрі, на практиці $R_1 = 50$ Ом.

Тема 17. Автономні інвертори

1. Транзисторні інвертори

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

Найширше застосовують двоктні транзисторні інвертори.

Двоктний інвертор з самозбудженням

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

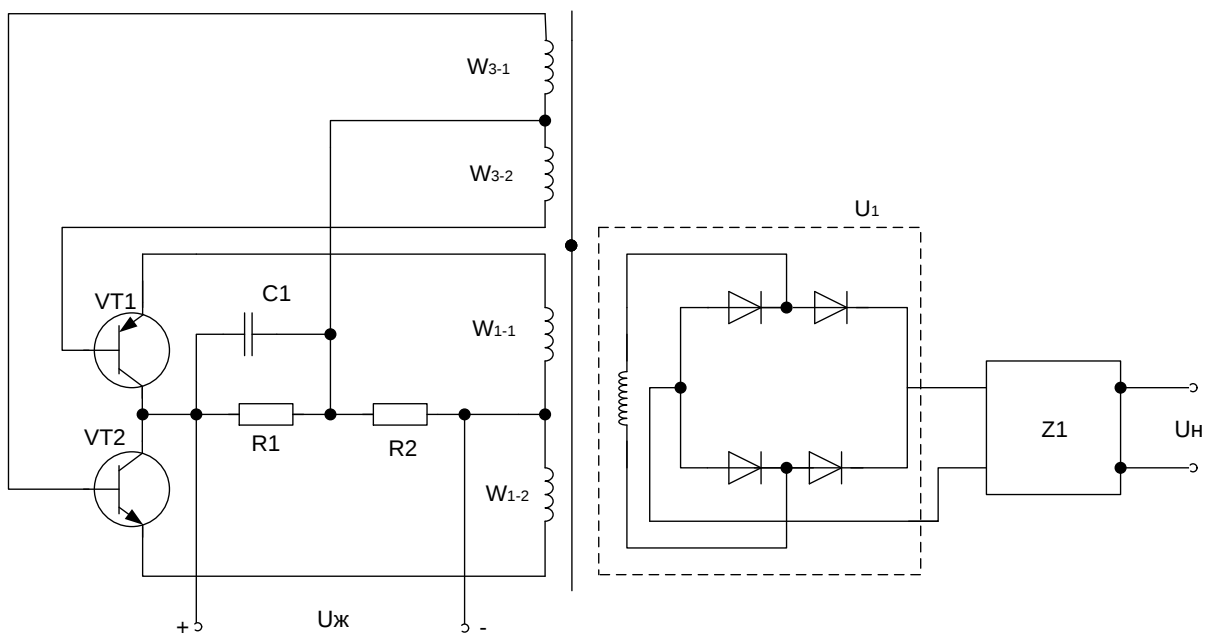


Рисунок 17.1 – Основні елементи перетворювача

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 служить 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 перемикавання 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 у 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.17.2. В якості задавального генератора G1 можуть застосовуватися різноманітні генератори, в тому числі і малопотужні інвертори з самозбудженням.

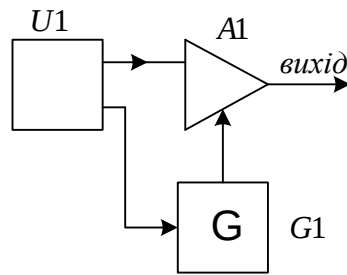


Рисунок 17.2 – Інвертор з незалежним збудженням

Вибір схеми підсилювача потужності значною мірою визначається вихідною потужністю, яка відбирається від перетворювача. Так, наприклад, для потужності не більше 15-20 Вт широко застосовується однокатні 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. Квітка С.О., Яковлев В.Ф., Нікітіна О.В. Електроніка та мікросхемотехніка.- Суми: Сумський національний аграрний університет, 2012.
2. 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.
3. 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.
4. Мілих В. І. Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка : підручник / В. І. Мілих, О. О. Шавьолкін ; ред. В. І. Мілих. - 4-те вид., перероб. - Київ : Каравела, 2023. - 688 с.

Допоміжна

5. Конспект лекцій з дисципліни "Електроніка та мікросхемотехніка" для студентів 2 та 2 с.т. курсу спеціальності "Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка" ОС «Бакалавр» денної форми навчання. Укладач В.О.Кравченко. Суми, РВВ Сумського національного аграрного університету, 2018.
6. Левитський С.М. Напівпровідникові прилади. Київ, ВПЦ "Київський університет", 2000 р.
7. Левитський С.М. Транзисторні підсилювачі електричних сигналів. Київ, ВПЦ "Київський університет", 2003 р.
8. Левитський С.М. Генератори електричних сигналів. Київ, ВПЦ "Київський університет", 2004 р.

Для нотаток

Для нотаток

Для нотаток

Кравченко В.О.
Лисенко В.В.

Електроніка та мікросхемотехніка

Методичні вказівки до самостійної роботи

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. _____
