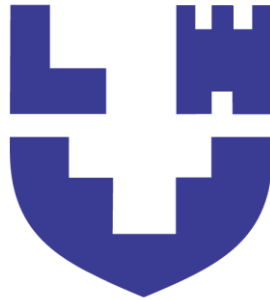


**Міністерство освіти і науки України
Луцький національний технічний університет**



ЕЛЕКТРОНІКА

конспект лекцій

для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти
освітніх програм «Електроніка», «Автомобільна електроніка»
галузі знань 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
спеціальності 171 Електроніка (G5 Електроніка, електронні комунікації,
приладобудування та радіотехніка)
денної та заочної форм навчання

Луцьк 2026

УДК 621.38(07)

Е-50

До друку

Голова вченої ради факультету робототехніки та штучного інтелекту _____ Анатолій ТКАЧУК

Електронна копія друкованого видання передана для внесення в репозитарій ЛНТУ

Директор бібліотеки ім. Віктора Божидарніка _____ Наталія ПОЛЩУК

Затверджено вченою радою факультету робототехніки та штучного інтелекту ЛНТУ, протокол № _____ від _____ 2026 року.

Розглянуто і схвалено на засіданні кафедри електроніки фізики та смартсистем ЛНТУ, протокол № _____ від _____ 2026 року.

В.о. завідувача кафедри електроніки фізики та смартсистем _____ Валентин Заблоцький

Укладач: Валентин ЗАБЛОЦЬКИЙ, к.т.н., доцент кафедри електроніки фізики та смартсистем ЛНТУ
(підпис)

Рецензент: _____ Сергій ЛУНЬОВ, д.ф-м.н., професор кафедри електроніки фізики та смартсистем ЛНТУ
(підпис)

Відповідальний за випуск: _____ В.Ю. Заблоцький, к.т.н., в.о. завідувача кафедри електроніки фізики та смартсистем Луцького НТУ
(підпис)

Електроніка: конспект лекцій для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти освітніх програм «Електроніка», «Автомобільна електроніка», галузі знань 17
Е 50 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації, спеціальності 171 Електроніка (G5 Електроніка, електронні комунікації, приладобудування та радіотехніка) денної та заочної форм навчання уклад. В.Ю. Заблоцький. – Луцьк: ЛНТУ, 2026. – 93 с.

Конспект лекцій з дисципліни «Електроніка» спрямована на висвітлення основних понять і закономірностей функціонування електронних схем, принципів роботи електронних елементів, їх характеристик та ролі в електронних пристроях і призначений для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти освітніх програм «Електроніка», «Автомобільна електроніка» галузі знань 17 Електроніка та телекомунікації спеціальності 171 Електроніка денної та заочної форм навчання.

Валетин Заблоцький, 2026

ЛЕКЦІЯ 1. Предмет електроніки. Матеріали електронної техніки і їхні
електрофізичні властивості
План лекції

- 1.1. Вступ.
- 1.2. Коротка історія розвитку електроніки.
- 1.3. Структура кристалічної ґратки твердих тіл.
- 1.4. Кристалічна структура і типи міжатомних зв'язків металів.
- 1.5. Кристалічна структура і типи міжатомних зв'язків напівпровідників.
- 1.6. Індокси Міллера.
- 1.7. Дефекти кристалічної решітки.

1.1. Вступ.

Роль електроніки в житті сучасного суспільства важко переоцінити. Вона справедливо вважається каталізатором науково-технічного прогресу і являє собою бурхливо розвивається галузь науки.

Метою викладання дисципліни «Електроніка» є вивчення характеристик, параметрів і моделей основних типів активних приладів, режимів їх роботи в радіотехнічних ланцюгах і пристроях, основ технології мікроелектронних виробів і принципів побудови базових осередків інтегральних схем, впливу умов експлуатації на роботу активних приладів і мікроелектронних виробів.

Електроніку прийнято розділяти відповідно з фізичними основами роботи електронних приладів на вакуумну, твердотільну і квантову (Рисунок – 1.1).

Прогрес кожного із зазначених напрямків визначається рівнем теоретичних і практичних досліджень, а також розвитку технології.

1.2. Коротка історія розвитку електроніки.

Розвиток електроніки можна розділити на ряд історичних етапів. Фундамент електроніки був закладений роботами фізиків XVIII і XIX ст.

Перше в світі дослідження електричних розрядів у повітрі здійснили в XVIII ст. російські академіки М.В. Ломоносов і Г.В. Ріхман і незалежно від них американський вчений Б. Франклін. У 1802 р. електричну дугу відкрив академік В.В. Петров, а П.М. Яблочков вперше застосував її для цілей освітлення в 1876 р.

Перший у світі електровакуумний прилад - лампу розжарювання - винайшов у 1873 р. російський електротехнік А.Н. Лодигін. Незалежно від нього таку ж лампу створив, а потім удосконалив американський винахідник Т.А. Едісон. Випрямні властивості контактів між металами і деяким сірчистими сполуками були виявлені в 1874 р. Найчастіше для демонстрації цього ефекту використовувалися кристали галеніту (сірчистий свинець - PbS). У 1895 р. А.С. Попов при створенні радіо застосував порошковий когерер, в якому використовувалися нелінійні властивості зернистих систем. У 1922 р. співробітник Нижегородської радіолабораторії О.В. Лосєв виявив явище генерації електричних коливань при контакті цінкіта (мінеральний оксид цинку - ZnO) зі сталевим вістря. Він встановив фундаментальну закономірність: генерацію, або посилення сигналу в двоелектродному приладі, можна отримати, якщо тільки він має так звану N-подібну вольт-амперну характеристику (ВАХ). Однак на даному історичному етапі твердотільні прилади не отримали широкого розповсюдження, тому що не були відомі фізичні основи їх роботи.

Першим поколінням елементної бази електроніки по праву вважаються електровакуумні прилади (ЕВП), що застосовувалися в якості активних елементів. Це стало можливим завдяки детальному дослідженню явища термоелектронної емісії, проведеним англійцем О.У. Річардсон. У 1928 р. його роботи були відзначені

Нобелівською премією. Англійський вчений А. Флемінг вперше застосував у 1904 р. двоелектродну лампу (діод) для детектування високочастотних коливань. У 1907 р. американський інженер Л.Д. Форест розробив вакуумний триод, що дозволило не тільки детектувати, але і посилювати електричні сигнали.

Друге покоління елементної бази електроніки – дискретні напівпровідникові прилади (діоди, транзистори та ін.) У 1948 р. американські вчені У. Шоклі, Дж. Бардін і У. Браттейн винайшли біполярний транзистор, а в 1956 р. їм була вручена Нобелівська премія.

Третє покоління елементної бази електроніки – інтегральні мікросхеми (ІМС), запропоновані в 1958 р. Робертом Нойсом і Джеком Кілбі. Це стало новим історичним етапом розвитку електроніки - мікроелектроніки. За винахід інтегральної схеми Д. Кілбі удостоєний Нобелівської премії в 2000 р.

Постійне підвищення ступеня інтеграції призвело до того, що з початку 60-х років минулого століття розміри транзисторів, що входять в складу напівпровідникових інтегральних схем, зменшилися з 1 мм до декількох часток мікрона, і якщо темпи збережуться, то до 2010-2015 рр.. (Рисунок – 1.2) буде подолано черговий технологічний, але найголовніше фундаментальний фізичний бар'єр, за яким усі властивості твердого тіла, перш за все електропровідність, різко зміняться.

Принциповий технологічний момент: груповий спосіб виробництва забезпечив мікроелектроніці перевагу перед іншими областями електронної техніки. Мікроелектроніка і в даний час формує практично всю елементну базу сучасних засобів прийому, обробки і передачі сигналів.

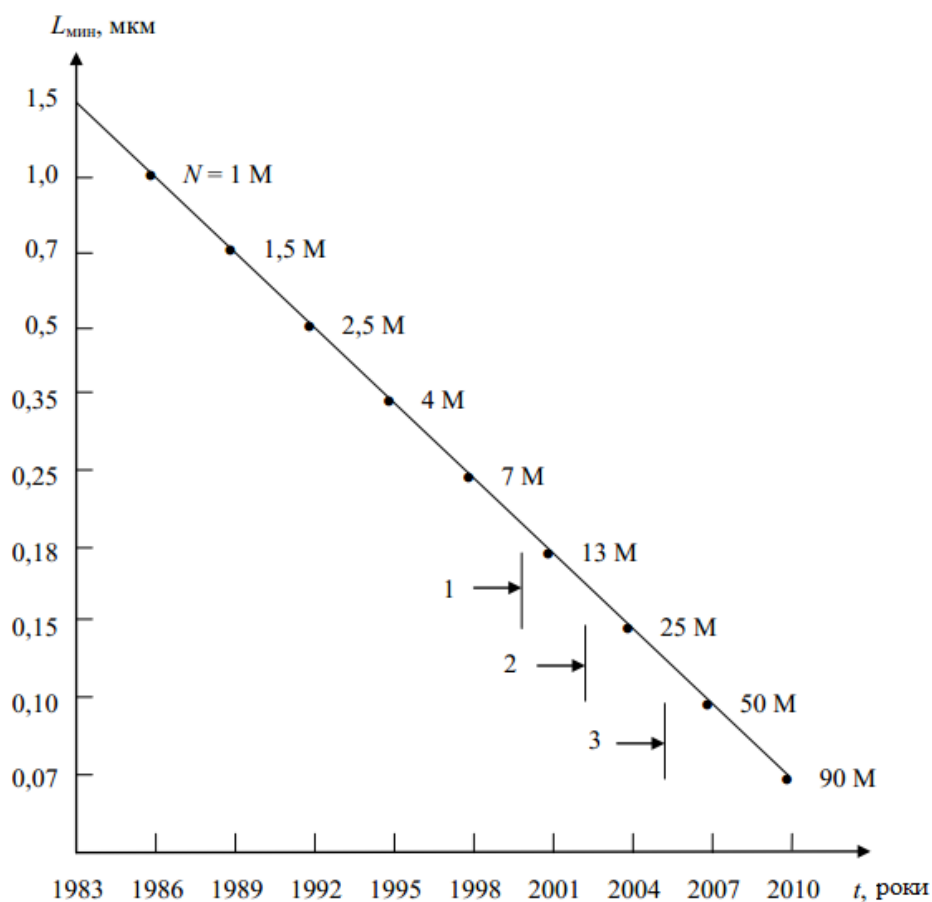


Рисунок – 1.2. Перспективи розвитку промислових методів літографії: 1 - оптична літографія з довжиною хвилі 365 нм, 248 нм і 193 нм, 2 – рентгенолітографія або пряме отримання малюнка за допомогою електронного променя, 3 - електронно-променева проекційна літографія; N - кількість логічних елементів мікропроцесора на 1 см² кристала

Слід зазначити, що поєднання досягнень в області мікроелектронних технологій і відомих переваг електровакуумних приладів призвело до народження вакуумної мікроелектроніки. Під девізом «Назад в майбутнє» в 1988 р. в С ША пройшла перша до конференція з вакуумної мікроелектроніки. Використання явища автоелектронної емісії дозволяє створювати прилади та пристрої терагерцевого діапазону частот.

Остання третина минулого століття відзначена також народженням наноелектроніки. З нею пов'язують початок четвертого покоління елементної бази електроніки. Характеристичні розміри наноструктур лежать в діапазоні 100-10 нм. При таких лінійних розмірах елементів ізичні принципи, явища і звичні теоретичні моделі втрачають силу і починають виявлятися повною мірою ефекти, зумовлені квантовою природою електрона. Вже обговорюються проблеми створення квантових інтегральних схем, основними елементами яких стануть квантові точки, квантові провідники, квантові ями, транзисторні структури на основі квантових розмірних ефектів і пристроїв з керованої інтерференцією електронів.

1.3. Структура кристалічної решітки твердих тіл.

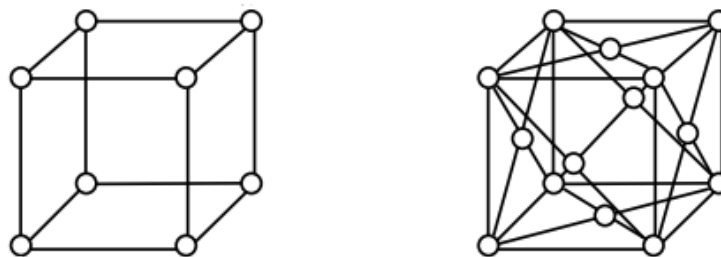
Найважливіший з параметрів твердих тіл - величина питомого електричного опору ρ , змінюється в дуже широких межах. Вважають, що питомий опір металів становить менше 10^{-4} Ом · см, напівпровідників - в діапазоні 10^{-3} - 10^9 Ом · см, діелектриків - понад 10^9 Ом · см. Така суто кількісна класифікація досить умовна, особливо стосовно до напівпровідників і діелектриків, між якими по суті немає принципових відмінностей. Головна відмінність між напівпровідниками і металами полягає в тому, що у металів питомий опір зі зростанням температури зростає, а в напівпровідників - падає. Чому провідність твердих речовин розрізняється так сильно? Більше того, атоми одного і того ж речовини, наприклад вуглецю С, в залежності від того, в яку кристалічну решітку вони з'єдналися, можуть утворити або хороший провідник - графіт, або прекрасний ізолятор - алмаз.

Приклад з атомами вуглецю наводить на думку, що буде тверде тіло металом, діелектриком або напівпровідником залежить не тільки і, може не стільки від властивостей атомів, що складають кристал, скільки від того, які відносини (типи зв'язків) складуться у нього з сусідами.

Кристалічна гратка утворюється з елементарних комірок, що містять мінімальну кількість атомів або молекул, які називаються базисом, які, в свою чергу, утворюють 14 типів просторових ґраток, названих ґратами Браве. Кожну елементарну комірку можна задати з допомогою трьох векторів a , b , c , які не обов'язково ортогональні один одному і довжини яких не обов'язково рівні. Вони називаються примітивними векторами трансляції. Вектор, відповідний деякій конкретній точці решітки, представляє трансляцію виду:

$$R = n_1 a + n_2 b + n_3 c, \quad (1.1)$$

де n_1 , n_2 , n_3 - довільні цілі числа.



а

б

Рисунок – 1.3. Грати Браве: а - проста кубічна; б - гранецентрована кубічна
 На Рисунок – 1.3 показані дві прості решітки Браве: проста кубічна і гранецентрована кубічна.

Зв'язок між атомами в кристалічній решітці обумовлений силами електричного притягання і відштовхування. Типи і сили зв'язку залежать від конкретної будови електричних оболонок атомів. Між ближче розташованими атомами завжди існує невелика тяжіння, обумовлене слабкими вандерваальсовими зв'язками, але його впливом можна знехтувати, якщо одночасно з цим діють іонний, ковалентний або металевий зв'язок.

1.4. Кристалічна структура і типи міжатомних зв'язків металів.

Основна особливість металевих структур полягає в тому, що вони мають досить рідкісне розташування атомів в кристалічній решітці (між'ядерні відстані великі) і велика кількість сусідів у шкірного атома. Великий радіус атомів приводить до того, що зовнішні валентні електрони легко залишають атоми, при цьому у вузлах кристалічної ґратки залишаються позитивно заряджені іони, а електрони рухаються в проміжках між ними, утворюючи електронний газ. Наприклад, структура міді має гранецентровану кубічну ґратку (Рисунок – 1.3, а), де 12 іонів перебувають у вузлах решітки на відстані 2,56 Å один від одного. Кількість найближче атомів називається координаційним числом. Повна енергія зв'язку в металах більше, ніж в інших з'єднаннях, що обумовлено координаційним числом 12, що забезпечує максимальну щільність упаковки.

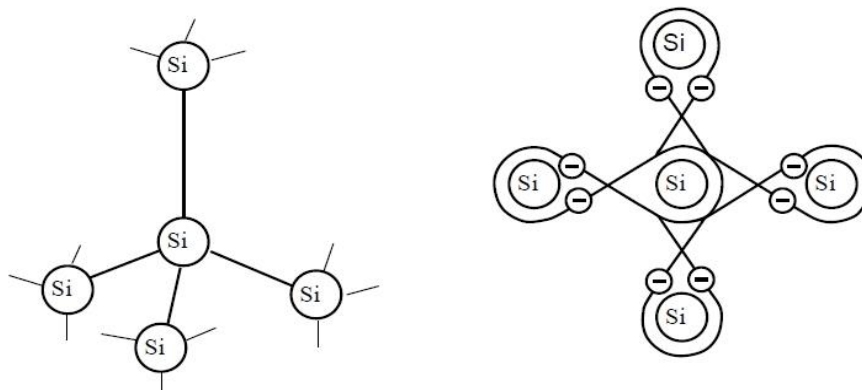
1.5. Кристалічна структура і типи міжатомних зв'язків напівпровідників.

Напівпровідниковими властивостями володіє ряд елементів і сполук, що знаходяться в III, IV, V, VI групах Періодичної системи елементів Менделєєва: Si, Ge, GaAs, InP, Se, Te та інші. А ряд елементів і сполук набуває напівпровідникові властивості лише при певних умов, наприклад при очищенні речовини до такої міри, коли один атом домішки припадає на десятки мільйонів атомів речовини.

Якщо розглядати структуру атомів різних елементів, то можна виділити внутрішні оболонки, які повністю заповнені електронами, і зовнішні, на яких розташовуються валентні електрони. Валентні електрони слабше пов'язані з ядром, можуть легко розірвати зв'язок, забезпечуючи процеси тепло-і електропровідності.

Атоми кремнію групуються в ґрати типу алмазу, яка представляє собою дві гранецентровані кубічні ґратки, зрушені одна відносно іншої на $1/4$ головної діагоналі, при цьому кожен атом кремнію оточений чотирма сусідніми атомами і утворює тетраедр (Рисунок – 1.4,а).

У вершинах тетраедра і його центрі розташовані атоми. Центральний атом знаходиться на однаковій відстані від чотирьох інших, що знаходяться в вершинах. Кожен атом у вершині, в свою чергу, є центральним для інших чотирьох найближчих атомів.



а

б

Рисунок – 1.4. Кристалічна гратка (а) і структура зв'язків (б) між атомами кремнію

Чотири зовнішніх електрона кожного атома беруть участь в утворенні ковалентного (парно електронного) зв'язку (по два електрони в кожній). При якісному розгляді фізичних процесів зручніше користуватися плоским еквівалентом тетраедричних ґраток (Рисунок – 1.4, б). кристал кремнію з координаційним числом 4 утворює змішану sp^3 орбиталь, характерною особливістю якої є те, що валентні електрони обертаються не тільки навколо власного ядра, а й навколо сусідніх атомів. При цьому на одній змішаній sp^3 орбиталі знаходяться по два електрона від кожного атома, тобто всього 8 електронів.

Напівпровідники типу A^3B^5 (з'єднання третьої та п'ятої груп системи Менделєєва), наприклад GaAs, мають структуру типу цинкової обманки. У цих сполук атоми III групи займають всі вузли однієї з двох гранецентрованих кубічних ґраток, а атоми V групи розташовуються у вузлах іншої гранецентрованої решітки. при цьому міжатомні зв'язки в кремнії є чисто ковалентними, а зв'язки в з'єднаннях A^3B^5 мають змішаний характер, властивий ковалентним і іонним кристалам.

1.6. Індеси Міллера.

Оскільки кристали мають періодичну структуру, а міжатомні відстані і кути між векторами, що утворюють елементарну комірку, різні, то спостерігається анізотропія (відмінність) властивостей для різних кристалографічних напрямків і площин. У першу чергу це стосується електричних властивостей, а також грає істотну роль в технології виготовлення напівпровідникових приладів: травленні, епітаксії, дифузії, окислюванні і т. д.

Для позначення кристалографічних напрямків і площин використовуються індеси Міллера, які визначаються наступним чином (Рисунок – 1.5.).

1. Положення одного з атомів вибирають за початок координат, від якого проводять координатні осі в напрямках основних векторів (a, b, c).

2. Точки перетину уявної кристалографічної площини з цими координатними осями висловлюють цілими числами, прийнявши за одиницю довжини основних векторів (точки 1, 2, 3 на Рисунок – 1.5).

3. Величини, зворотні цих числах, множать на їх мінімальний загальний знаменник, отримуючи найпростішу послідовність цілих чисел. Ці числа позначаються h, k, l, і їх запис в круглих дужках буде індесами Міллера для даної кристалографічної площини. Для Рисунок – 1.5 вийшло $(1/1, 1/3, 1/2) \cdot 6 = (623)$.

У досить великих кристалах паралельні площини володіють однаковими властивостями.

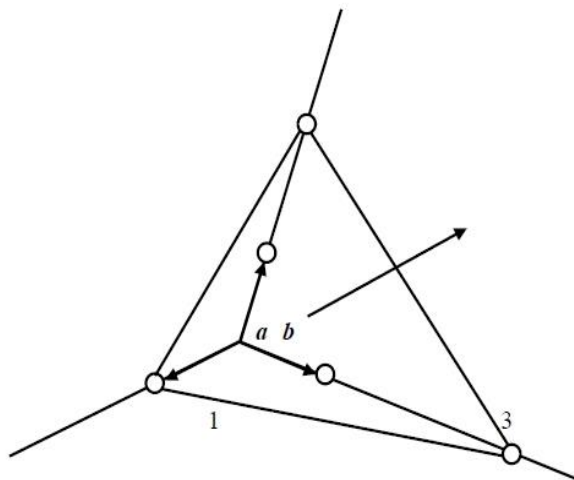


Рисунок – 1.5. Індеси Міллера

Для запису кристалографічного напрямку служить відношення проєкцій вектора даного напрямку на основні вектори a , b , c . Наприклад, напрям вектора $ha + kb + lc$ записується у квадратних дужках $[hkl]$.

Для запису кристалографічних еквівалентних напрямків використовують вугільні дужки - $\langle hkl \rangle$.

Для кубічної ґратки кремнію основні вектори a , b , c утворюють ортогональну систему координат і мають однакову довжину. На Рисунок 1.6 показані кристалографічні площини (110) і (111) .

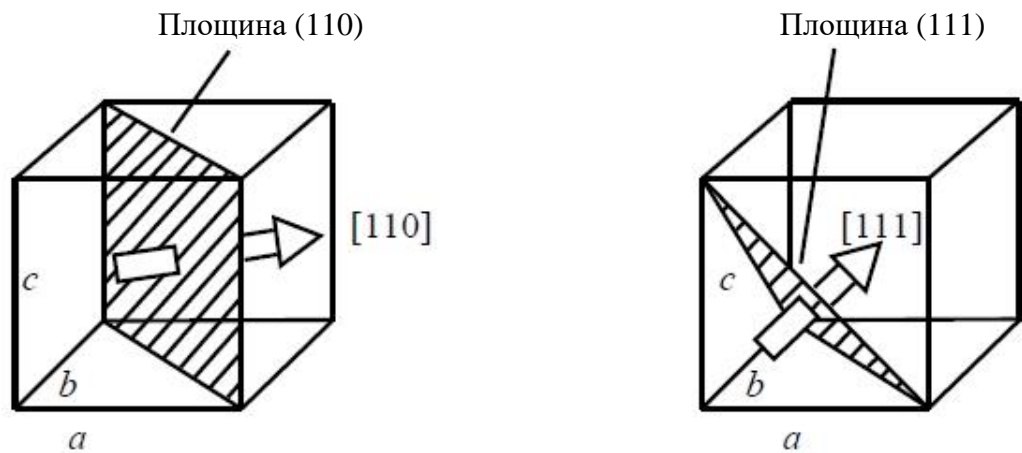


Рисунок – 1.6. Кристалографічні площини (110) і (111) кубічної ґратки

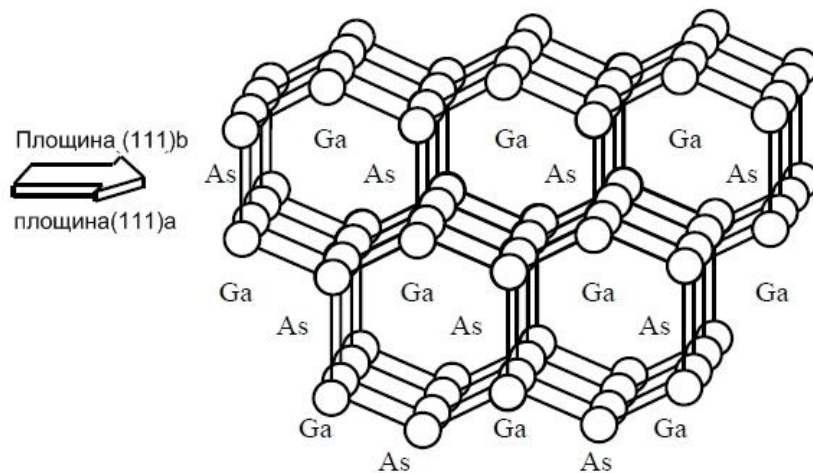


Рисунок – 1.7. Кристалічна решітка GaAs в площині (111)

Кристалічна решітка GaAs має специфічні властивості в площині (111) , Рисунок – 1.7. Площини, в зовнішньому шарі яких розташовані атоми Ga, прийнято позначати $(111) a$, а площині з атомами As - $(111) b$. При цьому площині мають різні властивості. на це звертають особливу увагу в технології виробництва приладів на основі GaAs.

1.7. Дефекти кристалічної решітки.

Структура кристала ніколи не буває ідеальною ні в обсязі, ні тим більше на поверхні. Зазвичай в процесі виробництва порушується періодичність кристалічної ґратки, з'являються різноманітні дефекти.

Дефекти решітки можуть мати вигляд порожнього вузла (дефект по Шотткі) або сукупності порожнього вузла і міжвузольного атома (дефект по Френкелю). Це дефекти точкового типу (Рисунок – 1.8, а, б).

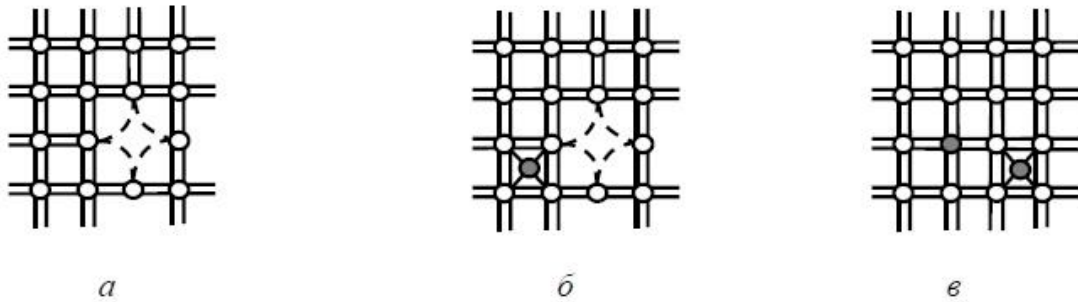


Рисунок – 1.8. Точкові дефекти кристала: а - дефект по Шотткі; б - дефект по Френкелю; в - домішкові атоми

Будь напівпровідник містить домішки: або паразитні, від яких не вдається позбутися при очищенні кристала, або корисні, які вводяться спеціально для отримання потрібних властивостей кристала. Домішкові атоми (Рисунок – 1.8, в) можуть розташовуватися або в міжвузля ґратки (домішка впровадження - 1), або у вузлах ґратки (домішка заміщення -2). Останній варіант більш поширений.

Дислокації - специфічні лінійні дефекти, пов'язані зі зміщенням площин решітки. Бувають лінійні (крайові) і гвинтові (спіральні) дислокації.

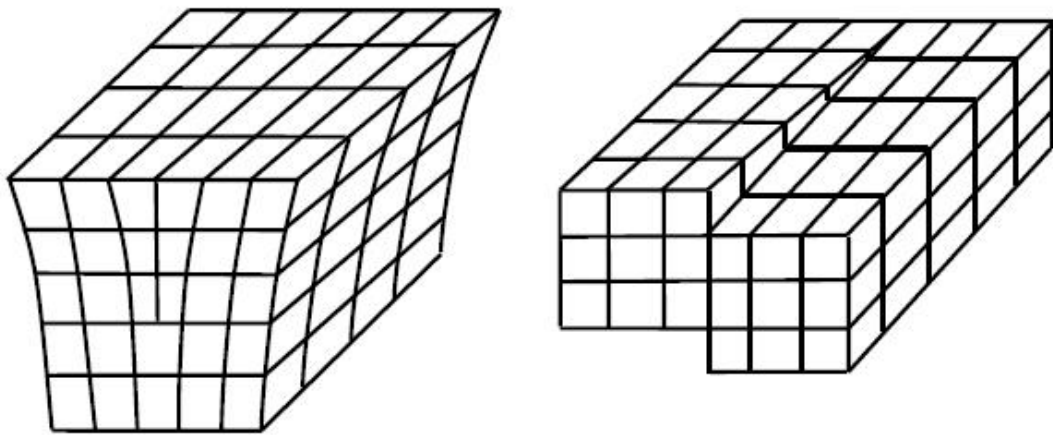


Рисунок – 1.9. Дислокації в кристалічній решітці: а - лінійні; б – гвинтові

Перші утворюються при неповному (не по всій глибині) зсуві решітки, і в результаті з'являється незакінчена півплощина атомів (Рисунок – 1.9, а). Другі - результат повного (по всій глибині) зсуву деякої ділянки ґраток (Рисунок – 1.9, б).

Наявність паразитних домішок і дислокацій призводить до розкиду параметрів і дефектів напівпровідникових приладів та інтегральних схем. Тому кількість паразитних домішок і дислокацій на напівпровідникових пластинах обмежується.

Поверхня кристала є грубим порушенням кристалічної решітки. У атомів, розташованих на поверхні, порушуються ковалентні зв'язки через відсутність сусідів по інший бік кордону розділу. Порушення ковалентних зв'язків тягне за собою порушення енергетичної рівноваги на поверхні.

Рівновага відновлюється різними шляхами: може змінитися відстань між атомами в при поверхневому шарі, тобто здійсниться перебудова поверхні; може відбутися адсорбція чужорідних атомів з навколишнього середовища, які повністю або частково відновлять обірвані зв'язки; на поверхні може утворитися окисел, який завершить обірвані зв'язки, і на поверхні не буде незаповнених зв'язків. У будь-якому випадку структура і

властивості приповерхневого шару відрізняються від структур і властивостей обсягу кристала.

ЛЕКЦІЯ 3. ЕЛЕКТРОПРОВІДНІСТЬ ТВЕРДИХ ТІЛ

План лекції

- 3.1. Електропровідність твердих тіл.
- 3.2. Електропровідність металів і діелектриків.
- 3.3. Електропровідність напівпровідників.
- 3.4. Дрейф носіїв заряду в напівпровідниках.
- 3.5. Дифузія носіїв заряду в напівпровідниках.
- 3.6. Щільність повного струму.
- 3.7. Рівняння безперервності.
- 3.8. Явища в сильних електричних полях.
- 3.9. Дрейф носіїв заряду в сильних електричних полях.

3.1. Електропровідність твердих тіл.

Електропровідність, або питома провідність твердих тіл σ ($\text{Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$), визначається будовою кристалічної решітки та типами міжатомних зв'язків.

3.2. Електропровідність металів і діелектриків.

У металах провідність σ пов'язує щільність струму j (А/м^2) з напруженістю електричного поля E (В/м) у вигляді співвідношення, відомого як закон Ома в диференціальній формі:

$$j = \sigma E. \quad (3.1)$$

Метали дуже добре проводять електричний струм. при кімнатній температурі більшість металів має електропровідність 10^6 - $10^8 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$.

Провідність діелектриків (ізоляторів) настільки мала, що становить величину порядку $10^{-16} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$.

3.3. Електропровідність напівпровідників.

При додатку електричного поля до однорідного напівпровідника в останньому протікає електричний струм. При наявності двох типів вільних носіїв - електронів і дірок - провідність напівпровідника σ буде визначатися сумою електронної σ_n і діркової σ_p компонент провідності: $\sigma = \sigma_n + \sigma_p$. Величина електронної та діркової компонент в повній провідності визначається класичним співвідношенням:

$$\sigma_n = \mu_n n_0 q; \quad \sigma_p = \mu_p p_0 q \quad (3.2)$$

де μ_n і μ_p - рухливості електронів і дірок відповідно.

Для легованих напівпровідників концентрація основних носіїв завжди істотно більше, ніж концентрація неосновних носіїв, тому провідність таких напівпровідників буде визначатися тільки компонентою провідності основних носіїв. так, для напівпровідника n -типу

$$\sigma = \sigma_n + \sigma_p = \sigma_n. \quad (3.3)$$

Температурна залежність власної провідності напівпровідників визначається температурною залежністю власної концентрації носіїв. Ця залежність експоненціальна. На Рисунок – 3.1 (Крива 1) представлена функція $\sigma_i/\sigma_0 = f(1/T)$ для кремнію в напівлогарифмічному масштабі. Як видно, в діапазоні температур від -60 до +125 °С власна провідність змінюється на 5 порядків.

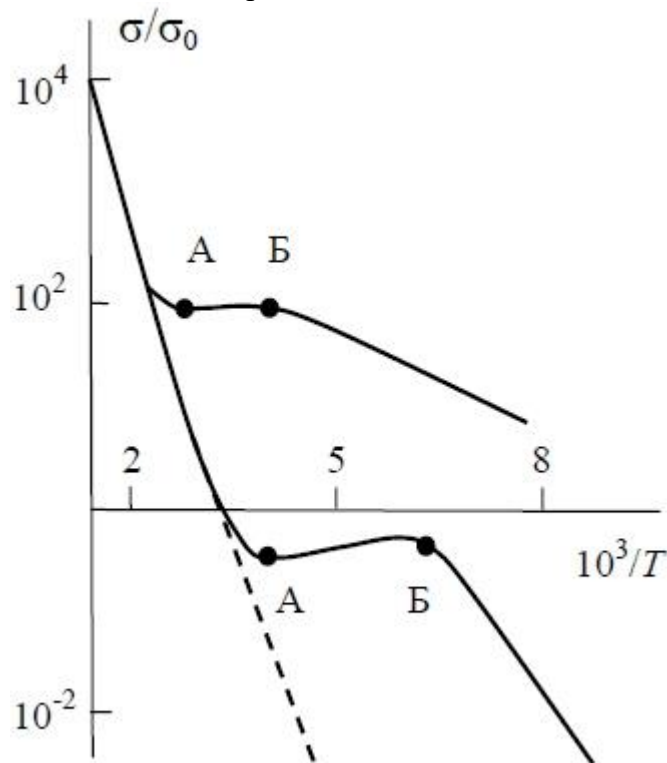


Рисунок – 3.1. залежність відносної питомої провідності кремнію від температури;
1 - власний кремній, 2, 3 - домішковий

У матеріалів з меншою шириною забороненої зони зміна σ_i буде менше, а самі значення будуть більше з-за більшої величини концентрації власних носіїв.

У домішкових напівпровідників провідність буде визначатися концентрацією вільних носіїв, яка, в свою чергу, визначається рівнем легування. У робочому діапазоні температур провідність домішкових напівпровідників слабо залежить від концентрації носіїв і визначається температурною залежністю рухливості. На Рисунок – 3.1 (криві 2, 3) показані Залежно $\sigma_i/\sigma_0 = f(1/T)$ для кремнію при різному рівні легуючої домішки ($N_2 > N_1$). Точка А на кривих 2 і 3 є певною критичною температури, при якій домішковий напівпровідник перетворюється на власний, тому лівіше точки А криві 2 і 3 зливаються з кривою 1, характерною для власного напівпровідника. Точка Б відповідає температурі іонізації домішки, тому правіше цієї точки (тобто при більш низьких температурах) концентрація іонізованих атомів убуває і, відповідно, зменшується питома провідність.

Як видно, в діапазоні робочих температур залежність $\sigma_i/\sigma_0 = f(1/T)$ для домішкових напівпровідників набагато слабкіше, ніж для власного. Крім того, зі зростанням температури провідність домішкових напівпровідників зменшується.

Величина, зворотна питомої провідності, називається питомим опором:

$$\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{\sigma_n + \sigma_p} = \frac{1}{\sigma_n} \quad (3.4)$$

Тут ρ -питомий опір, Ом·см.

Підставляючи співвідношення (3.2) в (3.4), отримуємо

$$\rho = \frac{1}{\sigma_n} = \frac{1}{\mu_n n_0 q}. \quad (3.5)$$

У галузевих стандартах для маркування напівпровідникових пластин зазвичай використовують скорочені позначення, наприклад КЕФ-4, 5. тут перші три букви позначають назву напівпровідника, тип провідності, найменування легуючої домішки. Цифри після букв означають питомий опір, виражене у позасистемних одиницях Ом · см. КЕФ-4, 5 - кремній, електронного типу провідності, легований фосфором, з питомим опором $\rho = 4,5 \text{ Ом} \cdot \text{см}$.

3.4. Дрейф носіїв заряду в напівпровідниках.

У найпростішому випадку рух носіїв заряду в напівпровідниках зумовлено двома процесами: дрейфом під дією градієнта електричного потенціалу і дифузією під дією градієнта концентрації.

Направлений рух вільних носіїв заряду в напівпровідниках під дією електричного поля називається дрейфом. Якщо до напівпровідника докладено електричне поле, то на хаотичний тепловий рух вільних носіїв (електронів і дірок) накладається спрямований дрейф частинок вздовж напрямку поля. Визначимо швидкість цього спрямованого руху.

В електричному полі E на електрон (або дірку) діє сила

$$F = eE \quad (3.6)$$

де e - заряд електрона, E - напруженість електричного поля.

Під дією цієї сили носій набирає прискорення

$$a = \frac{F}{m} = \frac{eE}{m} \quad (3.7)$$

де m - маса носія.

Рухаючись без зіткнень, носій за час t набуває швидкість в напрямку поля

$$v = at = \frac{eE}{m}t \quad (3.8)$$

Щоб правильно вирахувати середню швидкість, придбану носієм в умовах багаторазових зіткнень, необхідно пам'ятати про наступному.

По-перше, безпосередньо після зіткнення носій може з однаковою ймовірністю рухатися в будь-якому напрямку. Це означає, що швидкість спрямованого руху після зіткнення дорівнює нулю.

По-друге, оскільки процес зіткнення - процес випадковий, носій в проміжку між зіткненнями проводить різний час.

Отже, середня швидкість v , що здобувається носієм, дорівнює добутку прискорення на середній час між зіткненнями τ_0

$$v = \frac{e\tau_0}{m} E \quad (3.9)$$

Таким чином, середня швидкість направлено руху вільних носіїв заряду в кристалі, або *швидкість дрейфу*, пропорційна напруженості електричного поля. коефіцієнт пропорційності

$$\mu = \frac{e\tau_0}{m} \quad (3.10)$$

носить назву рухливості.

Рухливість вільних носіїв є однією з найважливіших характеристик напівпровідника (див. табл. 2.1). Із формул (3.10) і (3.11) випливає, що

$$v = \mu E \quad (3.11)$$

Із формул (3.11) квадратний метр на вольт-секунду, $\text{м}^2 / (\text{В} \cdot \text{с})$. Розмірність вказує на фізичний сенс цієї величини.

На підставі визначення дрейфу і формули (3.11) можна записати з формули (3.11) випливає, що одиниця вимірювання рухливості μ для щільності дрейфового струму електронів, що

$$j_{a.n} = env = en\mu E \quad (3.12)$$

де n - концентрація вільних електронів.

Оскільки електрони і дірки несуть різнойменні заряди і дрейфують під дією поля в різних напрямках, сумарна щільність дрейфового струму

$$j = j_n + j_p = en\mu_n E + ep\mu_p E \quad (3.13)$$

3.5. Дифузія носіїв заряду в напівпровідниках.

Явище дифузії - від латинського *diffusio* (розлиття) - характерно не тільки для рідин і газів, а й для твердих тіл.

Наприклад, якщо на поверхню ретельно очищеної напівпровідникової пластини нанести шар речовини, що містить домішка, то через деякий час цю домішку можна виявити в глибині пластини. Домішка потрапляє в обсяг завдяки процесу дифузії. Дифузійне введення домішок в напівпровідник широко використовується при виготовленні напівпровідникових приладів.

Процес дифузії є прямий наслідок хаотичного теплового руху частинок. Зрозуміти, чому хаотичний тепловий рух приводить до спрямованого переміщення частинок з області з високою концентрацією в область з низькою концентрацією, дуже важливо.

Розглянемо приклад з краплею пролитого одеколону. Молекули одеколону (Рисунок – 3.2) хаотично рухаються у всіх напрямках під ударами молекул повітря. Подумки виділимо навколо краплі півсферу, через яку молекули одеколону проходять безперешкодно. Якби концентрація молекул була однаковою з обох боків уявної перегородки, то потік молекул, спрямований зсередини назовні, був би в точності дорівнює потоку зовні всередину.

У розглянутому прикладі справа йде не так: концентрація молекул одеколону над краплею велика і спадає в міру віддалення від неї. Під впливом хаотичного руху молекули перетинають уявну перегородку зсередини назовні і зовні всередину. Але всередині перегородки концентрація молекул вище, ніж зовні. Тому більше молекул перетне перегородку зсередини, ніж зовні.

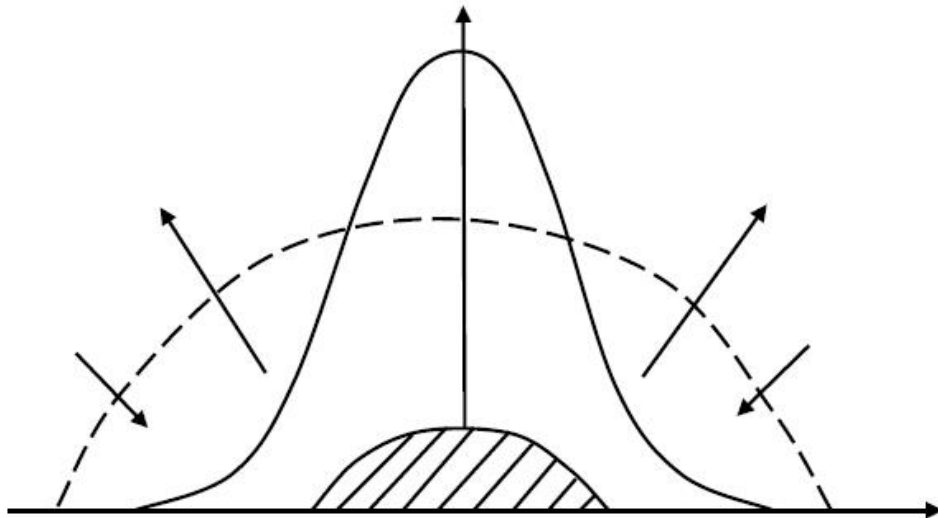


Рисунок – 3.2. Розподіл молекул одеколону над краплею

З прикладу ясно, що потік, викликаний дифузією, буде тим більше, чим різкіше змінюється концентрація районі подумки виділеної кордону. Швидкість зміни концентрації n з координатою x являє собою приватну похідну від концентрації по координаті $\partial n / \partial x$. Отже, дифузійний потік буде пропорційний $\partial n / \partial x$.

$$\dot{j} = -D \frac{\partial n}{\partial x} \quad (3.14)$$

Рисунок – 3.2 пояснює знак мінус перед правою частиною виразу (3.14). Там, де похідна $\partial n / \partial x$ позитивна, потік спрямований проти позитивного напрямку осі x і навпаки.

Коефіцієнт пропорційності D носить назву коефіцієнта дифузії.

Визначимо його розмірність. Потік носіїв Π чисельно дорівнює числу носіїв, що перетинають в одиницю часу одиничну площу, $|\Pi| = 1 / (\text{м}^2 \cdot \text{с})$. Розмірність концентрації носіїв $|n| = \text{м}^{-3}$, а градієнта концентрацій $|dn / dx| = \text{м}^{-4}$. З цього випливає, що коефіцієнт дифузії має розмірність $|D| = \text{м}^2 / \text{с}$.

Від чого залежить коефіцієнт дифузії?

Природно, що коефіцієнт дифузії залежатиме від довжини вільного пробігу молекул. Чим менше довжина вільного пробігу l , тим повільніше будуть дифундувати молекули, тим менше буде коефіцієнт дифузії D .

Природно також, що коефіцієнт дифузії буде збільшуватися з зростанням теплової швидкості руху молекул v_T .

Також коефіцієнт дифузії залежить від часу між зіткненнями τ_0 . Але й сама величина τ_0 виражається через l і v_T , а саме: $\tau_0 = l / v_T$.

Ось, мабуть, і всі змінні, від яких залежить коефіцієнт дифузії.

Для того щоб отримати з них величину з розмірністю $|D| = \text{м}^2 / \text{с}$, потрібно перемножити l і v_T :

$$D \propto l v_T \quad (3.15)$$

Точний розрахунок дає наступне співвідношення:

$$D = \frac{1}{3} l v_T \quad (3.16)$$

Застосуємо наші міркування до розгляду процесу дифузії вільних носіїв заряду в напівпровідниках.

Уявімо собі, що в якійсь частині напівпровідника (для визначеності - електронного) концентрація носіїв виявилася більшою, ніж у сусідніх областях. Така ситуація може виникнути, наприклад, якщо ця частина напівпровідника нагріта або освітлена. завдяки процесу дифузії виникає спрямований потік електронів з області з високою концентрацією в область з низькою концентрацією. Але спрямований потік заряджених носіїв за визначенням являє собою електричний струм. Щільність такого струму, званого дифузійним, легко визначити. Вона дорівнює щільності потоку носіїв, яка визначається рівнянням (3.14), помноженої на заряд електрона:

$$j = e\dot{I} = -eD \frac{\partial n}{\partial x} \quad (3.17)$$

При обчисленні щільності дифузійного струму слід пам'ятати про заряді носіїв, що утворюють струм. Якщо заряд негативний (електрони), то, хоча потік електронів буде направлений у бік зменшення концентрації, дифузійний струм буде спрямований у протилежний бік - у бік зростання концентрації. Для дірок дифузійний струм направлений в ту ж сторону, що і потік дірок.

Для обчислення дифузійний струм, необхідно знати коефіцієнти дифузії електронів і дірок D_n і D_p . Перепишемо вираз (3.16) у вигляді

$$D = \frac{1}{3} v_T^2 \tau_0 \quad (3.18)$$

Обчислимо значення теплової швидкості. Воно легко обчислюється з середньої енергії теплового руху, що дорівнює $3/2 kT$, і кінетичної енергії частинки, що дорівнює $mv^2 / 2$. Прирівнявши ці величини, отримаємо

$$v_T = \sqrt{\frac{3kT}{m}} \quad (3.19)$$

Підставивши значення квадрата теплової швидкості у вираз (3.18), одержимо

$$D = \frac{1}{3} v_T^2 \tau_0 = \frac{kT}{m} \tau_0 \quad (3.20)$$

Використовуючи вираз для рухливості носіїв заряду (3.10), отримуємо

$$D = \frac{kT}{e} \mu \quad (3.21)$$

Зв'язок між коефіцієнтом дифузії і рухливістю наочно відображає ту обставину, що процесу дифузії носіїв заряду і направленого руху частинок під дією електричного поля заважає одне й те саме: зіткнення частинок, що відбуваються через середнє час τ_0 , при середній тепловій швидкості частинок v_T .

Зв'язок між коефіцієнт дифузії і рухливістю встановлена Альбертом Ейнштейном, і співвідношення (3.21) носить його ім'я.

Для напівпровідника, що містить вільні електрони і дірки, щільність сумарного дифузійного струму

$$j = j_n + j_p = -eD_n \partial \frac{\partial n}{\partial x} + eD_p \frac{\partial p}{\partial x} \quad (3.22)$$

3.6. Щільність повного струму.

У більшості напівпровідникових приладів величини струмів обумовлені як дрейфовий, так і дифузійним переміщенням вільних носіїв заряду - електронів і дірок. Тому щільність повного струму з урахуванням (3.13) і (3.22) дорівнює

$$j = j + j = en\mu_n E + ep\mu_p E + eD_n \frac{\partial n}{\partial x} - eD_p \frac{\partial p}{\partial x} \quad (3.23)$$

3.7. Рівняння безперервності.

У загальному випадку рух носіїв заряду в напівпровіднику визначається не тільки процесами дрейфу і дифузії, а й зміною в часі концентрації нерівноважних носіїв заряду, зумовленої процесами генерації і рекомбінації. У будь-якому випадку всі ці процеси у всіх кристали або в якійсь його частині повинні підкорятися фундаментальному закону фізики - закону збереження кількості заряду:

$$-\frac{\partial \rho}{\partial t} = \text{div} j \quad (3.24)$$

де ρ - об'ємна щільність заряду.

Інакше кажучи, зміна щільності об'ємного заряду в будь-якому обсязі в одиницю часу має бути дорівнює числу впливають із цього обсягу (або впадає в цей обсяг) елементарних електричних зарядів.

Закон збереження кількості електрики для діркового і електронного напівпровідників з урахуванням зазначених процесів записується у вигляді наступних рівнянь, званих рівняннями безперервності:

$$\frac{\partial y}{\partial t} = -\frac{p - p_0}{\tau_0} - \frac{1}{q} \text{div} j_p + G_p \quad (3.25)$$

$$\frac{\partial y}{\partial x} = -\frac{n - n_0}{\tau_n} - \frac{1}{q} \text{div} j_n + G_n \quad (3.26)$$

Тут перші члени в правих частинах характеризують процес рекомбінації часток (p і n - нерівноважні концентрації, p_0 і n_0 - рівноважні концентрації (концентрації акцепторів та донорів), а τ_p і τ_n - часи життя нерівноважних носіїв заряду); члени G_p і G_n характеризують процеси генерації дірок і електронів під впливом зовнішніх чинників. Другі доданки в правих частинах запишемо, використавши (3.23):

$$\frac{1}{e} \operatorname{div} j_p = \frac{1}{e} \frac{\partial}{\partial x} (j_{\text{др.}p} + j_{\text{диф.}p}) = \mu_p E \frac{\partial p}{\partial x} + \mu_p p \frac{\partial E}{\partial x} - D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2}; \quad (3.27)$$

$$\frac{1}{e} \operatorname{div} j_n = \frac{1}{e} \frac{\partial}{\partial x} (j_{\text{др.}n} + j_{\text{диф.}n}) = \mu_n E \frac{\partial n}{\partial x} + \mu_n n \frac{\partial E}{\partial x} + D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2}. \quad (3.28)$$

Підставляючи ці співвідношення в (3.25) і (3.26), отримуємо рівняння безперервності в загальному вигляді:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{p - p_0}{\tau_p} - \mu_p E \frac{\partial p}{\partial x} - \mu_p p \frac{\partial E}{\partial x} + D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + G_p; \quad (3.29)$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = -\frac{n - n_0}{\tau_n} - \mu_n E \frac{\partial n}{\partial x} - \mu_n n \frac{\partial E}{\partial x} + D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2} + G_n. \quad (3.30)$$

Перший і останній члени в правих частинах, як уже було сказано, характеризують процес рекомбінації і генерації часток. Другий і третій члени - дрейфовий рух, а четвертий - дифузійне рух частинок.

Якщо ліва частина рівнянь відмінна від нуля, то рівняння описують динамічні, залежні від часу концентрації нерівноважних носіїв заряду. Ці вирази використовуються для аналізу частотних і перехідних характеристик напівпровідникових приладів.

Якщо ліва частина рівнянь дорівнює нулю, то рівняння безперервності описують стаціонарні значення нерівноважних носіїв заряду. Ці вирази використовуються для розрахунку статичних ВАХ напівпровідникових приладів.

Слід зазначити, що диференціальні рівняння другого порядку в приватних похідних, як правило, не мають точного аналітичного рішення за винятком деяких окремих випадків та їх вирішення можливо тільки чисельними методами на ЕОМ. Наприклад, якщо в напівпровіднику відсутній електричне поле або його впливом можна знехтувати, а також не відбувається процес генерації, то рівняння безперервності перетворюються

в

рівняння

дифузії:

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -\frac{p - p_0}{\tau_p} + D_p \frac{\partial^2 p}{\partial x^2}; \quad (3.31)$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = -\frac{n - n_0}{\tau_n} + D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2}. \quad (3.32)$$

Рівняння дифузії, як буде показано далі, грають важливу роль в аналізі роботи напівпровідникових приладів.

3.8. Явища в сильних електричних полях.

У слабких електричних полях, коли швидкість спрямованого руху мала в порівнянні з тепловою, наявність або відсутність електричного поля не позначається на характері зіткнень носіїв заряду з кристалічною ґратою. При цьому рухливості μ є

величиною постійною, що не залежить від напруженості електричного поля E . У формулі (3.12) твір $e\mu$ являє собою питому електропровідність σ і, відповідно, можна записати піввідношення, відоме як закон Ома в диференціальній формі:

$$j = \sigma E. \quad (3.33)$$

Щільність струму в будь-якій точці пропорційна напруженості електричного поля, що відповідає виконанню закону Ома.

У сильних електричних полях кінетична енергія носіїв, купується ними в електричному полі, може порівнятися і навіть стати більше, ніж енергія хаотичного теплового руху. Частота і характер зіткнень, які долають носіями, залежать від їх енергії. Тому в сильних електричних полях коефіцієнт дифузії і рухливість залежать від напруженості поля.

3.9. Дрейф носіїв заряду в сильних електричних полях.

У всіх практично використовуваних напівпровідниках при кімнатній температурі рухливість в сильних полях падає з ростом напруженості електричного поля E . У дуже сильних полях величина рухливості стає зворотно пропорційною напруженості поля: $\mu \sim 1 / E$. У відповідності з виразом (3.11) це означає, що дрейфова швидкість носіїв залишається постійною $v = \text{const}$.

Залежність дрейфової швидкості електронів від напруженості електричного поля для основних напівпровідників наведена на Рисунок – 3.3.

З Рисунок – 3.3 випливає, що для всіх напівпровідників існує величина напруженості електричного поля, званого пороговим ($E_{\text{пор}}$), коли швидкість дрейфу електронів перестає залежати від поля і характеристика $v = f(E)$ насичується. Відповідна пороговому полю величина дрейфовою швидкості називається швидкістю насичення v_s .

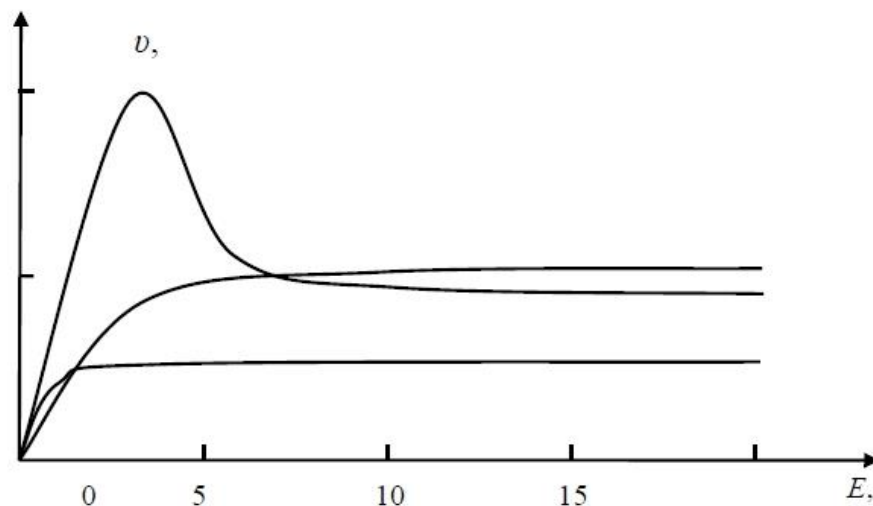


Рисунок – 3.3. Залежність швидкості дрейфу носіїв заряду від напруженості електричного поля в Ge (1), Si (2) і GaAs (3)

Для арсеніду галію залежність дрейфовою швидкості електронів від напруженості електричного поля має складний статечної характер і при напруженості електричного поля $E_{\text{пор}} \approx 3,5 \text{ кВ / см}$ дрейфова швидкість починає різко спадати з ростом поля, а потім насичується. ця особливість арсеніду галію призводить до ряду таких важливих ефектів, як, наприклад, ефект Ганна.

ЛЕКЦІЯ 4. Електронно-дірковий перехід

План лекції

- 4.1. Електронно-дірковий перехід.
- 4.2. Механізм утворення р-п-переходу.
- 4.3. р-п-перехід в рівноважному стані.
- 4.4. Аналіз нерівноважного р-п-переходу.
- 4.5. Вольт-амперна характеристика ідеального діода (формула Шоклі).
- 4.6. р-п-перехід при прямих і зворотних напругах. Механізми пробую р-п-переходу (тунельний, лавинний, теплової).

4.1. Електронно-дірковий перехід.

Контакт двох напівпровідників одного виду з різним типом провідності називається електронно-дірковий або р-п-переходом. Поверхня, по якій контактують р- та п-шари, називається металургійною межею. р-п-перехід має випрямляючі, або вентильні властивості. Коли до напівпровіднику п-типу прикладено негативну напругу, а до напівпровідника р-типу - позитивну, таке включення називається прямим. Відповідно, коли до напівпровіднику п-типу прикладена позитивна напруга, а до напівпровіднику р-типу - негативне, таке включення називається зворотним. Зазвичай вживають терміни «пряма і зворотня напруга», «Прямий і зворотний струм».

Випрямні властивості р-п-переходу дозволяють використовувати його в якості напівпровідникового діода. На Рисунок – 4.1, а наведено умовне графічне позначення напівпровідникового діода на електричних схемах, а на Рисунок – 4.1, б - структура напівпровідникового діода.

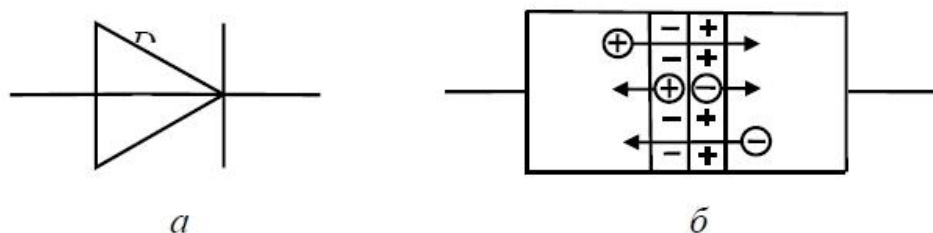


Рисунок – 4.1. Умовне позначення (а) і структура (б) напівпровідникового діода

Електрод діода, підключений до області р, називають анодом, а електрод, підключений до області п - катодом. За аналогією з електродами біполярних транзисторів їх ще називають відповідно емітер і база.

4.2. Механізм утворення р-п-переходу.

Розглянемо контакт двох напівпровідників з різним типом провідності. Оскільки концентрація електронів в напівпровіднику п-типу значно більшою, ніж у напівпровіднику р-типу, частина електронів під дією градієнта концентрації дифундує з шару п в шар р. При цьому в шарі р поблизу межі розділу виявляється надлишкові електрони. Ці електрони будуть рекомбінувати з дірками до тих пір, поки не буде виконана умова рівноваги. Відповідно, концентрація дірок в цій області зменшиться і «розкриються» некомпенсованих негативні заряди іонів акцепторів. У шарі п, отже, «розкриються» некомпенсованих позитивні заряди іонів донорів, від яких пішли електрони (мал. 4.1, б). Слід пам'ятати, що рух дірок виникає лише внаслідок того, що рухаються електрони, тому розгляд руху останніх більш наочно. Утворилися об'ємні заряди і пов'язане з ними електричне поле перешкоджають подальшого дифузійному руху вільних носіїв.

Одночасно з дифузійним рухом основних носіїв заряду відбувається рух неосновних носіїв заряду під дією електричного поля, названий дрейфом. Неосновні носії заряду генеруються в р-п-переході або поряд з ним на відстані дифузійної довжини під дією температури за рахунок обриву ковалентних зв'язків власного напівпровідника.

При постійній температурі дифузія і дрейф врівноважують один одного і забезпечують больцманівських рівновагу в області р-п-переходу.

Область об'ємних зарядів називають збідненим шаром, маючи на увазі різко знижену концентрацію рухомих носіїв в обох її частинах. Тому вона є найбільш високоомної частиною всієї діод ним структури. У більшості випадків повністю нехтують наявністю вільних носіїв в переході і вважають його межі ідеально різкими. Така ідеалізація спрощує вирішення багатьох завдань.

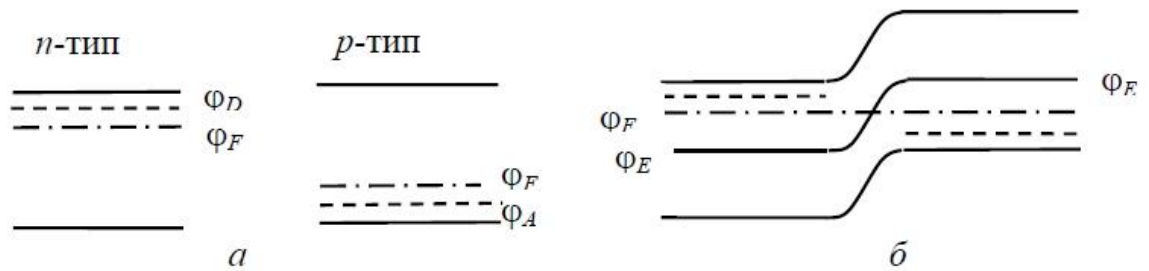


Рисунок – 4.2. Зонна діаграма напівпровідників і р-п-переходу в рівноважному стані

Вважається, що р-п-перехід в цілому електрично нейтральний: негативний заряд іонів акцепторів дорівнює позитивному заряду іонів донорів. Також електрично нейтральні р-і n-області, в яких сумарний заряд вільних електронів дорівнює заряду іонів донорів і заряд дірок дорівнює сумарному заряду іонів акцепторів.

На Рисунок – 4.2 показані зонні діаграми напівпровідників р-і n-типу до і після контакту. Вимога єдності рівня Фермі в контактують шарах призводить до викривлення енергетичних зон в р-п-переході. В результаті утворюється потенційний бар'єр.

4.3. р-п-перехід в рівноважному стані.

Висота рівноважного потенційного бар'єру визначається різницею електростатичних потенціалів в р-і n-шарах (Рисунок – 4.2, б):

$$\Delta\varphi_0 = \varphi_{A_p} - \varphi_{E_n} \quad (4.1)$$

Потенціали φ_{E_p} і φ_{E_n} легко отримати з виразів (відношення n до p), підставивши відповідно $p = p_{p0}$ і $n = n_{n0}$ (індекс 0 – позначає рівноважний стан). Тоді

$$\Delta\varphi_0 = \varphi_T \ln(n_{n0} p_{p0} / n_i^2). \quad (4.2)$$

Якщо покласти $n_{n0} = N_D$ і $p_{p0} = N_A$ (де N_D і N_A – ефективні концентрації домішок), то

$$\Delta\varphi_0 = \varphi_T \ln(N_D N_A / n_i^2). \quad (4.3)$$

Очевидно, що за інших рівних умов висота потенційного бар'єру тим вище, чим менше власна концентрація носіїв (тобто чим більше ширина забороненої зони напівпровідника). Наприклад, для кремнію з концентрацією $N_D = 10^{19} \text{ см}^{-3}$, $N_A = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ та $n_i = 2 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$ отримуємо для кімнатної температури $\Delta\varphi_0 = 0,83 \text{ В}$.

Використовуючи співвідношення $p = n_i^2$, замінюємо у формулі (4.2) одну з концентрацій основних носіїв (p_{p0} або n_{n0}) на концентрацію неосновних (p_{n0} або n_{p0}). При цьому виявляється, що рівноважна висота потенційного бар'єра визначається відношенням концентрацій носіїв одного типу (електронів чи дірок) по обидві сторони переходу:

$$\Delta\phi_0 = \phi_T \ln(n_{n0}/n_{p0}). \quad (4.4)$$

$$\Delta\phi_0 = \phi_T \ln(p_{n0}/p_{p0}). \quad (4.5)$$

Ці варіанти запису ми використовуємо пізніше при аналізі нерівноважного стану переходу.

Щоб розрахувати рівноважну ширину переходу, скористаємося ідеалізованим розподілом зарядів. При такому розподілі щільності заряду в кожній з двох частин переходу постійні (Рисунок – 4.3, б).

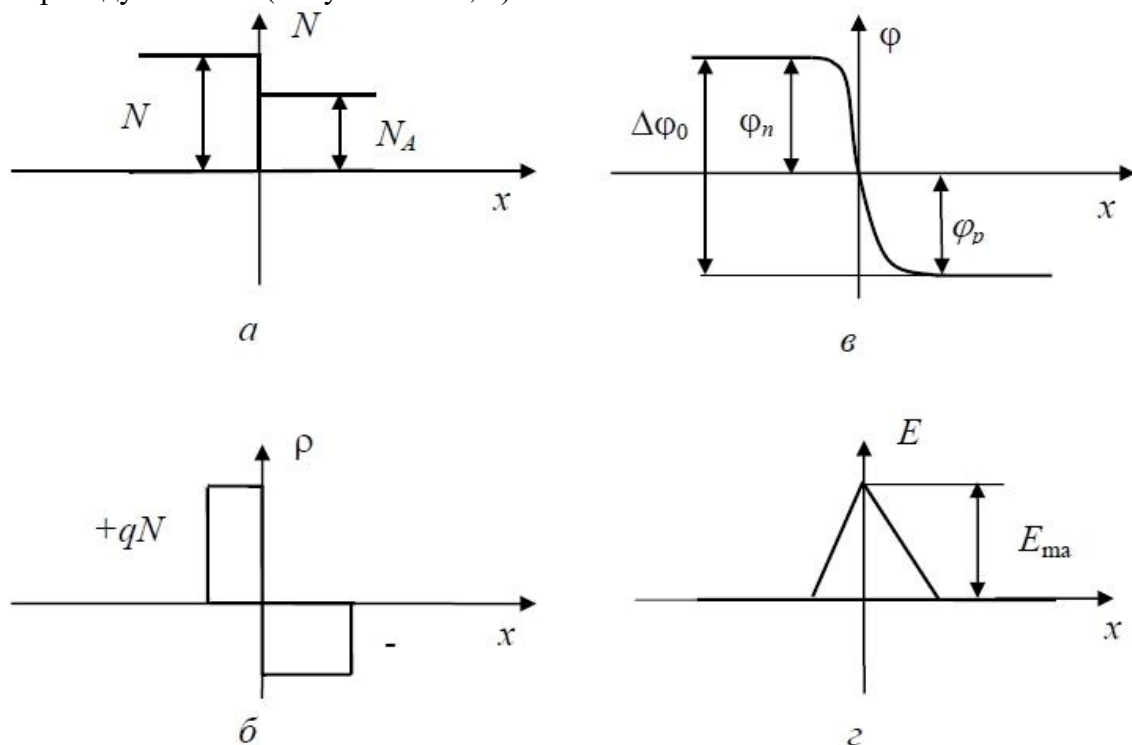


Рисунок – 4.3. Розподіл концентрації домішок (а), щільності об'ємного заряду (б), потенціалу (в) і напруженості поля (г) в ступінчастому p^+ -переході

Розподіл потенціалу в області об'ємного заряду можна оцінити за допомогою одновимірного рівняння Пуассона

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} = -\frac{\rho}{\epsilon \epsilon_0}, \quad (4.6)$$

де ρ - щільність заряду, ϵ - відносна діелектрична проникність напівпровідника, ϵ_0 - електрична постійна.

У загальному випадку щільність заряду в напівпровіднику записується наступним чином:

$$\rho = q(p + N_D - n - N_A). \quad (4.7)$$

Відповідно для n^+ -шару $\rho_n = qN_D$ і для p -шару $\rho_p = -qN_A$.

Підставляючи ці значення в рівняння Пуассона і інтегруючи його двічі для кожної з двох частин переходу, отримуємо лінійне розподіл напруженості електричного поля E і квадратичне розподіл електричного потенціалу φ (Рисунок – 4.3, в, г).

Функція $E(x)$ має вигляд

$$E(x) = \frac{qN_D}{2\varepsilon_0\varepsilon}(l_n + x); \quad x \leq 0; \quad (4.8)$$

$$E(x) = \frac{qN_A}{2\varepsilon_0\varepsilon}(l_p - x); \quad x \geq 0. \quad (4.9)$$

Прирівнюючи значення $E(x)$ при $x = 0$ (на металургійної кордоні), отримуємо співвідношення між складовими ширини переходу в n -і p -шарах:

$$l_n/l_p = N_D/N_A. \quad (4.10)$$

У несиметричному переході типу n^+ - p виконується нерівність $N_D \gg N_A$. Значить, $l_n \ll l_p$ і повна ширина переходу близька до складової в високоомному шарі: $l \approx l_0$.

Функція $\varphi(x)$ має вигляд

$$\varphi(x) = \varphi_n - \frac{qN_D}{2\varepsilon_0\varepsilon}(x + l_n); \quad x \leq 0; \quad (4.11a)$$

$$\varphi(x) = \varphi_p - \frac{qN_D}{2\varepsilon_0\varepsilon}(x - l_p); \quad x \geq 0. \quad (4.11b)$$

Прирівнювання значення $\varphi(x)$ при $x = 0$ і враховуючи, що $\Delta\varphi_0 = \varphi_n - \varphi_p$ отримуємо

$$\Delta\varphi_0 = \frac{qN_D}{2\varepsilon_0\varepsilon}l_n^2 + \frac{qN_A}{2\varepsilon_0\varepsilon}l_p^2. \quad (4.12)$$

Для несиметричних переходів одним з доданків можна знехтувати. Наприклад, для n^+ - p -переходу, у якого $l_n \ll l_p$, можна знехтувати першим доданком і покласти $l_n = l_p$. Тому, опустивши для спільності індекси, запишемо ширину потенційного бар'єру в несиметричному переході наступним чином:

$$l_0 = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon\Delta\varphi_0}{qN}}, \quad (4.13)$$

де N - концентрація домішки в високоомним шарі переходу. Вважаючи для кремнію $N = 10^{16} \text{ см}^{-3}$ і $\Delta\varphi_0 = 0,8 \text{ В}$, отримуємо $l_0 = 0,3 \text{ мкм}$.

Плавні p - n -переходи отримують переважно шляхом високотемпературної дифузії домішок. При цьому розподіл домішки виявляється близьким до експоненціального. Однак при аналізі плавних переходів вважають, що на короткій ділянці (у межах ширини переходу) розподіл ефективної концентрації домішки лінійне. тоді й щільності об'ємних зарядів у переході можна вважати лінійними функціями координати x . У цьому випадку рішення рівняння Пуассона призводить до квадратичної функції $E(x)$ і кубічної функції $\varphi(x)$. Використавши ці функції так само, як і для східчастого переходу, можна отримати ширину рівноважного плавного переходу в наступному вигляді:

$$l_0 = \sqrt{\frac{9\varepsilon_0\varepsilon\Delta\varphi_0}{qN'}}, \quad (4.14)$$

де N' - градієнт ефективної концентрації. оскільки градієнт однаковий в обох частинах переходу, то і ширина l_0 ділиться порівну між n -і p -шарами, тобто плавний перехід симетричний.

Що стосується висоти рівноважного потенційного бар'єру, то вона визначається формулою (4.3), де N_D і N_A - ефективні концентрації домішок на відповідних межах переходу.

4.4. Аналіз нерівноважного p - n -переходу.

Якщо підключити джерело ЕРС між n -і p -шарами, то рівновага переходу порушиться і в ланцюзі потече струм. питомий опір збідненого шару набагато вище, ніж питомі опору нейтральних шарів. Тому зовнішня напруга практично повністю падає на переході, а значить, зміна висоти потенційного бар'єру одно значенням доданої ЕРС.

Коли ЕРС U прикладена плюсом до p -шару, висота бар'єру зменшується (Рисунок – 4.4, а):

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_0 - U. \quad (4.15)$$

Напруга такої полярності є прямою. при негативному потенціалі на p -шарі висота бар'єру збільшується (Рисунок – 4.4, б) і знак мінус у формулі (4.15) слід змінити на плюс. Напруга такої полярності є зворотною.

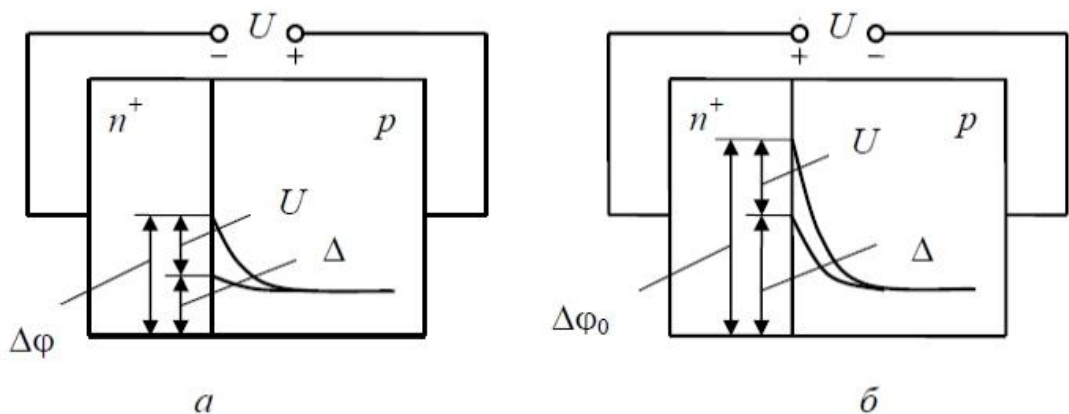


Рисунок – 4.4. Зсув переходу в прямому (а) і зворотному (б) напрямках

Разом з висотою потенційного бар'єра змінюються його ширина і граничні концентрації носіїв.

Підставляючи значення $\Delta\varphi$ з (4.15) в (4.13), отримуємо ширину нерівноважного бар'єру у вигляді

$$l = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon(\Delta\varphi_0 - U)}{qN}}. \quad (4.16)$$

Як бачимо, перехід звужується при прямій напрузі ($U > 0$) і розширюється при зворотному ($U < 0$).

Зміна висоти потенційного бар'єру в загальному випадку супроводжується зміною всіх чотирьох граничних концентрацій. Однак, оскільки концентрації основних носіїв значно більше, ніж неосновних, можна вважати, що змінюються лише останні. Тому

замінімо в правих частинах формул (4.4) і (4.5) концентрації n_{p0} на n_p і p_{n0} на p_n , а в лівих частинах - величину $\Delta_{\phi 0}$ на Δ_{ϕ} .

Після цього, підставляючи значення $\Delta_{\phi 0}$ з (4.4) і (4.5), неважко встановити зв'язок між граничними концентраціями неосновних носіїв в рівноважному і нерівноважному станах переходу:

$$n_p = n_{p0} e^{U/\phi_T}, \quad (4.17)$$

$$p_n = p_{n0} e^{U/\phi_T}. \quad (4.18)$$

При прямих напругах граничні концентрації виявляються більше рівноважних. Значить, у кожному з шарів з'являються надлишкові носії, тобто відбувається інжекція. При зворотних напругах граничні концентрації зменшуються порівняно з рівноважними, тобто має місце екстракція.

Надлишкові концентрації на кордонах переходу знайдемо, віднімаючи з n_p і p_n і відповідно n_{p0} і p_{n0} :

$$\Delta n_p = n_{p0} (e^{U/\phi_T} - 1); \quad (4.19)$$

$$\Delta p_n = p_{n0} (e^{U/\phi_T} - 1). \quad (4.20)$$

Поділивши (4.19) на (4.20), замінивши в правій частині концентрації неосновних носіїв концентраціями основних і порахувавши концентрації основних носіїв рівними концентраціям відповідних домішок, одержимо

$$\Delta n_p / \Delta p_n = N_D / N_A. \quad (4.21)$$

Звідси випливає, що у несиметричних переходах концентрація надлишкових носіїв у високоомним шарі (з малою концентрацією) набагато більше, ніж в низькоомний. Можна сказати, що в несиметричних переходах інжекція має односторонній характер: головну роль відіграють носії, інжектуємих з низькоомного (сильно легованого) шару в високоомний. Інжектується шар (з меншою питомою опором) називають емітером, а шар з великою питомою опором, в який інжектуються неосновні носії, - базою. При зворотних напругах, тобто в режимі екстракції, граничні концентрації згідно (4.17) і (4.18) менше рівноважних і можуть бути як завгодно малими.

При цьому надлишкові концентрації згідно (4.19) і (4.20) негативні, по модулю вони не перевищують рівноважних значень n_{p0} і p_{n0} .

4.5. Вольт-амперна характеристика ідеального діода (Формула Шоклі).

Вольт-амперна характеристика (ВАХ) ідеального діода з р-п-переходом, що відображає його основні властивості, була отримана У. Шоклі і розрахована шляхом вирішення рівняння безперервності, яке пов'язує концентрацію носіїв заряду в будь-якій частині напівпровідника з параметрами електричного поля в ньому, швидкістю генерації й рекомбінації носіїв заряду, процесом дифузії носіїв і часом. Основними спрощеннями, зробленими при побудові математичної моделі діода, були наступні: товщина р-п-перехода дорівнює нулю; генераційні і рекомбінаційні процеси як в області переходу, так і в об'ємі напівпровідника відсутні; відсутні явища пробою р-п-переходу і поверхневі стану; не враховується омичний опір об'єму напівпровідника.

У результаті вжитих спрощень рівняння безперервності зводяться до рівнянням дифузії і відповідне наближення називається дифузійним наближенням. При цьому інтерес представляють тільки надлишкові концентрації, що виникають внаслідок інжекції носіїв заряду через р-п-перехід, і достатньо записати лише одне з двох рівнянь, оскільки друге дає такий же результат в силу умови нейтральності ($\Delta n = \Delta p$).

З урахуванням усіх прийнятих припущень для електронного напівпровідника маємо

$$\frac{\partial n}{\partial t} = -\frac{n - n_0}{\tau_n} + D_n \frac{\partial^2 n}{\partial x^2}. \quad (4.22)$$

Введем величину

$$L_n = (D_n \cdot \tau_n)^{1/2}. \quad (4.23)$$

Це так звана дифузійна довжина. Вона характеризує те відстань, на яку носії заряду встигають продифундувати за час життя. Дифузійна довжина - одна з фундаментальних величин в фізиці напівпровідників.

Знайдемо надлишкову концентрацію $\Delta n = n - n_0$. Поділимо обидві частини (4.22) на D_n . Тоді рівняння дифузії приймає вид

$$\frac{\partial^2(\Delta n)}{\partial x^2} - \frac{\Delta n}{L^2} = \frac{1}{D_n} \frac{\partial(\Delta n)}{\partial t}. \quad (4.24)$$

Стационарний варіант рівняння виходить, якщо в правій частині покласти $\partial(\Delta n)/\partial t = 0$

$$\frac{\partial^2(\Delta n)}{\partial x^2} - \frac{\Delta n}{L^2} = 0. \quad (4.25)$$

Рівняння (4.25) - це лінійне диференціальне рівняння 2-го порядку в приватних похідних. Загальне рішення його представляє собою суму експонент:

$$\Delta n(x) = A_1 e^{x/L_n} + A_2 e^{-x/L_n}, \quad (4.26)$$

де коефіцієнти A_1 і A_2 визначаються з граничних умов.

При $x \rightarrow \infty$, $\Delta n \rightarrow 0$, тобто далеко від інжектуються поверхні, надмірна концентрація відсутній і напівпровідник перебуває в рівноважному стані. При цьому граничний умови $A_1 = 0$. При $x = 0$ отримуємо $A_2 = \Delta n(0)$, отже, розподіл надлишкової концентрації експоненціальне:

$$\Delta n(x) = \Delta n(0) e^{-x/L_n}. \quad (4.27)$$

З цього виразу випливає, що на відстані дифузійної довжини надмірна концентрація зменшується в e раз. На відстані (3-4) L надмірна концентрація зменшується в 20-50 разів, тобто стає порівняно малою проти граничної.

Обчислимо граничний градієнт концентрації носіїв заряду.

Диференціюючи отримаємо

$$\frac{\partial(\Delta n)}{\partial x} = \frac{\Delta n(0)}{L_n} e^{-x/L_n}. \quad (4.28)$$

З (4.28) випливає, що градієнт концентрації, а значить, і дифузійний струм спадають у міру віддалення від інжектуємої поверхні. Градієнт має максимальне (по модулю) значення при $x = 0$, тобто на інжектуємій поверхні

$$\left. \frac{\partial(\Delta n)}{\partial x} \right|_{x=0} = \frac{\Delta n(0)}{L_n}. \quad (4.29)$$

У загальному випадку струм через перехід складається з електронної та діркової складових, які з урахуванням прийнятих спрощень є чисто дифузійними (Рисунок – 4.5).

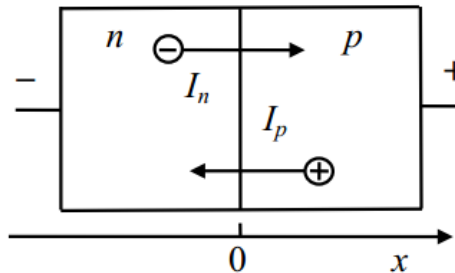


Рисунок – 4.5. Структура струму в р-п-переході в дифузійному наближенні

Сумарна щільність дифузійного струму розраховується за формулою (3.22). Запишемо градієнти концентрацій для діркового і дифузійного струму

$$\left. \frac{\partial(\Delta n)}{\partial x} \right|_{x=0} = -\frac{\Delta n_p}{L_n}; \quad \left. \frac{\partial(\Delta p)}{\partial x} \right|_{x=0} = \frac{\Delta p_n}{L_p}. \quad (4.30)$$

Знак плюс для діркового градієнта обумовлений тим, що дірки інжектується в напрямку негативних значень x (див. Рисунок – 4.5).

Підставляючи ці градієнти у вирази для дифузійних компонент струму і використовуючи вирази (4.19) і (4.20) для надлишкових концентрацій на межах переходу, отримуємо електронну та діркову складові струму у вигляді

$$j_n = -\frac{qD_n}{L_n} n_{p0} (e^{U/\Phi_T} - 1); \quad (4.31)$$

$$j_p = -\frac{qD_p}{L_p} p_{n0} (e^{U/\Phi_T} - 1). \quad (4.32)$$

Знаки мінус обумовлені тільки тим, що вісь x спрямована від негативного полюса джерела ЕРС до позитивного, а напрям струму в електротехніці прийнято від плюса до мінуса. Підсумовуючи щільності електронного і діркового струмів j_n і j_p , множачи їх на площу переходу S і опускаючи знак мінус запишемо ВАХ р-п-переходу у вигляді

$$I = I_S (e^{U/\Phi_T} - 1), \quad (4.33)$$

де

$$I_S = qS \left(\frac{D_n n_{p0}}{L_n} + \frac{D_p p_{n0}}{L_p} \right). \quad (4.34)$$

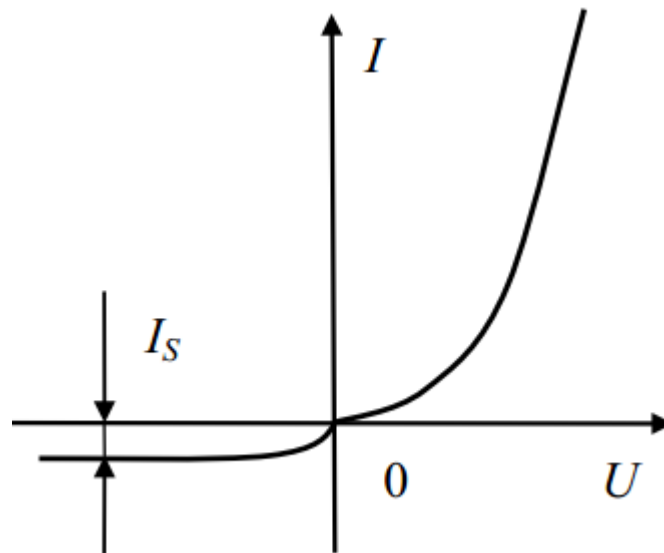


Рисунок – 4.6. Статична вольт-амперна характеристика ідеального діода

Формула (4.33) отримана Уїльямом Шоклі. вона є однією з найважливіших у фізиці напівпровідників. ВАХ діода, обумовлена виразом (4.33), називається ідеальною, тому що при її виведенні були прийняті багато спрощень. Вид ідеальної ВАХ діода наведено на Рисунок – 4.6. Ток I_S - зворотний струм насичення діода, званий також тепловим струмом, так як має теплове походження і дуже сильно залежить від температури. При зворотній напрузі $|U| > 3\phi T$, згідно (4.33), величина струму насичення не залежить від напруги.

4.6. p-n-перехід при прямій і зворотній напрузі. Механізми пробою p-n-переходу (тунельний, лавинний, теплової).

При подачі прямої напруги на p-n-перехід залежність $I_d = f(U_d)$ настільки крута, що отримати потрібний струм, задаючи пряму напругу дуже важко: найменша зміна напруги викликає експоненціальне зміна струму. Тому для p-n-переходу характерний режим заданого прямого струму. Щоб дослідити залежність $U_d = f(I_d)$, запишемо ВАХ в такою формую:

$$U = \phi_T \ln \left(\frac{I}{I_0} + 1 \right). \quad (4.35)$$

Для кремнієвих діодів через малої величини теплового струму можна скористатися спрощеним виразом

$$U = \phi_T \ln(I/I_0). \quad (4.36)$$

Якщо діапазон зміни прямих струмів становить два і більше порядку, то пряма напруга може змінюватися суттєво. На практиці діапазон зміни прямих струмів рідко буває таким широким. Тоді пряма напруга змінюється незначно.

Залежно від діапазону струмів прямі напруги на p-n-переході трохи відрізняються, але в межах діапазону їх можна вважати постійними і розглядати як параметр відкритого переходу. Розрізняють нормальний режим, коли прямий струм через перехід має величину порядку міліампера і падіння напруги на кремнієвому переході $U \approx 0,7$ В, і мікрорежим, коли прямий струм порядку мікроампера і падіння напруги на переході $U \approx 0,5$ В.

Як зазначалося, величина струму

насичення ідеального р-n-перехода не залежить від напруги. Реальний зворотний струм переходу може набагато перевершувати величину струму насичення. Причиною цього може бути генерація електронно-діркових пар в області зворотно зміщеного р-n-переходу. У рівноважному стані процеси генерації і рекомбінації врівноважують один одного. У разі застосування зворотної напруги область переходу додатково збіднюється носіями і процес стає невірноваженим. Надлишкові носії несуться електричним полем в нейтральні шари, утворюючи струм термогенерації, який перевершує струм насичення на кілька порядків.

При досить великій напруженості електричного поля в зворотно зміщеного р-n-переході може виникнути пробій. розрізняють три виду (механізму) пробію: тунельний, лавинний і тепловий.

В основі тунельного пробію лежить тунельний ефект, який виникає у разі, коли геометрична ширина потенційного бар'єра (р-n-переходу) стає порівнянна з дебройлерівською довжиною хвилі електрона і електрони з заповнених енергетичних станів в зоні провідності переходять на вільні стани в валентній зоні (Рисунок – 4.7).

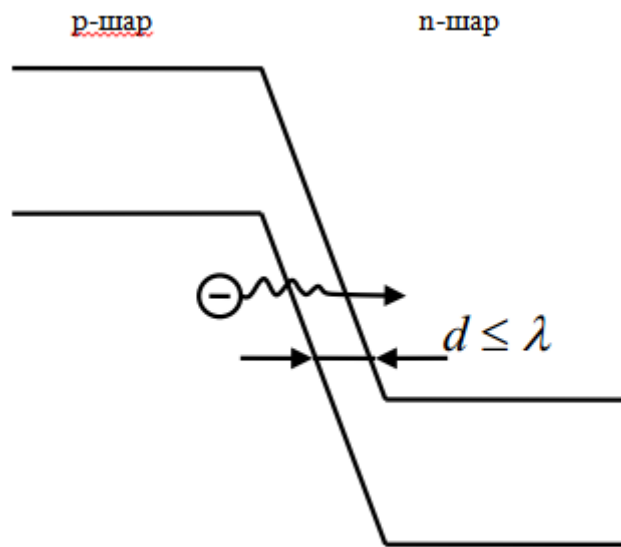


Рис. 4.7. Зонна діаграма тунельного пробію

Лавинний пробій виникає в сильному електричному полі, чинному в області р-n-переходу, коли електрон на довжині вільного пробігу набирає енергію, рівну або більшу ширини забороненої зони, і іонізує атом власного напівпровідника. В результаті народжується пара електрон - дірка, і процес повторюється вже за участю нових носіїв.

В основі теплового пробію лежить саморозігрів переходу при протіканні зворотного струму. Із зростанням температури зворотний струм зростає, відповідно збільшується потужність, що розсіюється в переході, це викликає додаткове зростання температури і т. д. Характерною особливістю ВАХ при теплового пробію є наявність ділянки з негативним диференціальним опором: $dU / dI < 0$.

ЛЕКЦІЯ 5. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ

План лекції

- 5.1. Різновиди напівпровідникових діодів.
- 5.2. Випрямні напівпровідникові діоди. характеристики та параметри. Вплив зовнішніх умов на характеристики і параметри.
- 5.3. Робочий режим діода на постійному струмі. Застосування діодів для випрямлення змінного струму.
- 5.4. Моделі випрямних діодів.
- 5.5. Стабілітрони: характеристики, параметри, застосування.

- 5.6. Тунельний діод. Зонна діаграма та ВАХ.
- 5.7. Варикап: принцип роботи, застосування.
- 5.8. Імпульсні діоди: принцип дії.

5.1. Різновиди напівпровідникових діодів.

Прилад, який має два електроди і один випрямляючий р-п-перехід, називається напівпровідниковим діодом. Існують різні види напівпровідникових діодів - випрямні, імпульсні, оберненні, тунельні, лавинно-пролітні, опорні або зенеровське (Стабілітрони), з регульованою ємністю (варикапів) тощо.

5.2. Випрямні напівпровідникові діоди. Характеристики і параметри.

Вплив зовнішніх умов на характеристики і параметри. Випрямні діоди призначені для випрямлення змінного струму. Випрямні напівпровідникові діоди виготовляються, як правило, з кремнію або германію. Залежно від частоти випрямляється струму вони діляться на низькочастотні і високочастотні. В залежно від потужності - на діоди малої, середньої та великої потужності, що відповідає граничним значенням випрямленого струму до 300 мА, від 300 мА до 10 А і вище 10 А. По конструкції випрямні діоди поділяються на точкові і площинні, а в залежності від технології виготовлення - на сплавні, дифузійні та епітаксильні.

Точкові діоди мають малу бар'єрну ємність, зумовлену малою площею р-п-переходу, і застосовуються, як правило, на високих і надвисоких частотах.

Потужні площинні діоди мають велику площу р-п-переходу, є низькочастотними і використовуються в основному в випрямних пристроях для живлення різної апаратури. Такі діоди називаються силовими. Вони виготовляються переважно з кремнію, оскільки германій характеризується сильною залежністю зворотного струму через р-п-перехід від температури. Потужні кремнієві діоди розраховані на випрямлений струм від 10 до 500 А і зворотня напруга до 1000 В.

Для випрямлення високих напруг служать випрямні стовпи, що складаються з ряду послідовно включених напівпровідникових діодів, випрямлений струм яких може становити кілька сот міліампер, а напруга до 15000 В.

Сплавні діоди найчастіше застосовуються для випрямлення змінного струму з частотою до 5 кГц і виготовляються з кремнію. Кремнієві дифузійні діоди можуть працювати на частотах до 100 кГц, а епітаксильні діоди з бар'єром Шоттки - на частотах до 500 кГц.

Залежність струму через діод від напруги на діоді називається вольт-амперною характеристикою діода (ВАХ). Теоретичний опис ВАХ ідеального діода з р-п переходом, отримане У. Шоклі (4.33), має вигляд

$$I = I_s (e^{U/\phi_T} - 1), \quad (5.1)$$

де U - напруга на р-п-переході діода, I_s - струм насичення, $\phi_T = kT/q$ - тепловий потенціал. При $T = 300$ К $\phi_T = 25$ мВ. ВАХ ідеального р-п-переходу наведена на Рисунок – 5.1,а.

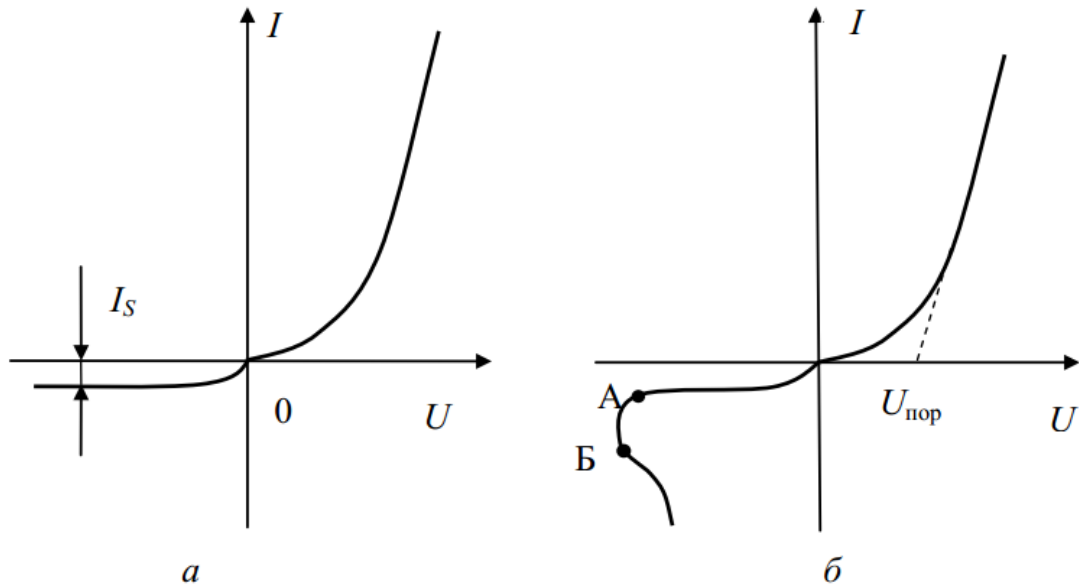


Рисунок – 5.1. Статичні вольт-амперні характеристики ідеального р-п-переходу (а) і реального діода (б)

При позитивних і негативних напругах U , великих за модулю $0,1$ В, ВАХ описується спрощеним виразом

$$I = I_S e^{U/\varphi_T}. \quad (5.2)$$

При протіканні великого прямого струму через діод падіння напруги виникає не тільки на р-п-переході, а й на об'ємному опорі напівпровідника R .

У результаті реальна ВАХ діода (Рисунок – 5.1, б) відрізняється від ВАХ ідеального р-п-переходу і описується виразом

$$I = I_S e^{(U-IR)/\varphi_T}. \quad (5.3)$$

Розрізняють пряму (при $U > 0$) і зворотний (при $U < 0$) гілки ВАХ. Прямий гілки ВАХ відповідають великі значення прямого струму діода і малі падіння напруги на діоді, зворотній гілки - малі значення зворотного струму діода при досить великих (по модулю) зворотних напругах на діоді. Властивістю проводити струм практично в одному напрямку (властивістю односторонньої провідності) і визначається використання діода для цілей випрямлення змінного струму.

На прямій галузі ВАХ випрямного діода виділяють умовну точку її різкого зламу і відповідна їй напруга, названа пороговою. Порогова напруга приблизно складає $0,3$ В для германієвих діодів, $0,6$ В - для кремнієвих і $1,2$ В - для арсенід-галієвих.

Важливим параметром діода є коефіцієнт випрямлення K_v , який визначається як відношення прямого струму до зворотного при однаковій (по модулю) величиною прямої і зворотної напруги (Наприклад: $\pm 0,01$ В; $\pm 0,1$ В; ± 1 В) [3].

Для ідеального діода $K_v = 1$ при $U = \pm 0,01$ В. При $U = \pm 1$ В $K_v = 2,8 \cdot 10^{20}$. Для реального діода існує максимально допустимий прямий струм $I_{пр.мах}$, перевищення якого призводить до його неприпустимого розігріву і тепловому пробую. Значення $I_{пр.мах}$ відноситься до довідкових граничних параметрами діодів. Для діодів малої потужності граничний прямий струм складає десятки міліампер.

При прикладанні певної зворотної напруги, званої напругою пробую, починається процес лавиноподібного наростання струму, що відповідає електричного пробую р-п-переходу (відрізок А-Б на Рисунок – 5.1, б). Якщо в цей момент струм не обмежити, то електричний пробій переходить в тепловій (ділянка ВАХ після точки Б).

Максимально допустима зворотна напруга $U_{обр.маx}$ також є важливим параметром граничним випрямних діодів і становить для діодів малої потужності десятки - сотні вольт.

Напівпровідниковий діод характеризується статичним і диференціальним (динамічним) опорами, які визначаються за його ВАХ. Диференціальний опір діода представляє ставлення приросту напруги на діоді до приросту струму через діод:

$$r_{\dot{a}} = dU / dI. \quad (5.4)$$

Воно має велике значення на зворотного гілки ВАХ і мале значення,назад пропорційне току діода,- На прямий галузі ВАХ діода (Рисунок – 5.2).

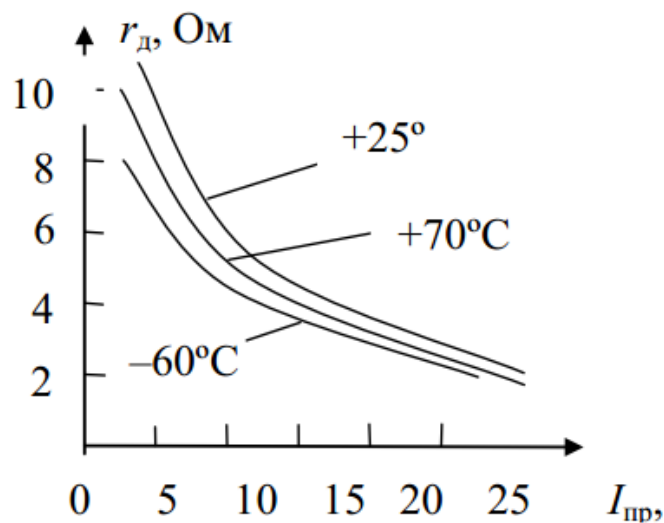


Рис. 5.2. залежність диференціального опору діода ГД402 від величини прямого струму

Для діодів малої потужності диференціальний опір складає одиниці - десятки ом, для більш потужних діодів - десятки частки ома.

Статичний опір діода (опір постійному струму) визначається відношенням напруги на діоді що протікає через нього струму:

$$R_{д.ст} = U/I$$

Властивості напівпровідникових діодів сильно залежать від температури. При підвищенні температури знижується статичне і диференціальне опір діода (Рисунок – 5.2), відповідно, зростають прямий і зворотний струми діода. У германієвих діодів зворотний струм збільшується в 2 рази на кожні 10°C підвищення температури. У кремнієвих діодів прямий струм діода зростає при нагріванні не настільки сильно, як зворотний, так як його величина визначається концентрацією легуючої домішки. При зростанні температури ВАХ діода зсувається вліво.

5.3. Робочий режим діода на постійному струмі. застосування діодів для випрямлення змінного струму.

В електронних схемах в коло діода, як правило, включається навантаження, наприклад резистор (Рисунок – 5.3). Якби діод мав лінійний опір, то розрахунок струму в подібних колах не представляв би утруднень. Але діод володіє нелінійним опором і його опір змінюється при зміні струму. Тому розрахунок режиму діода по постійному струму робиться графічно. Він ґрунтується на використанні статичної ВАХ діода (Рисунок – 5.3). При цьому на ВАХ будується лінія навантаження або навантажувальна характеристика.

Вона встановлює зв'язок між струмом через діод I напругою на діоді U , опором навантаження R_n і ЕРС джерела живлення E і визначається виразом:

$$I = (E - U)/R_n, \quad (5.6)$$

який випливає з другого закону Кірхгофа для ланцюга, що містить діод, опір навантаження і джерело живлення:

$$E = U + IR_n. \quad (5.6)$$

Побудова лінії навантаження виробляється по точках її перетину з осями координат. При $I = 0$ отримуємо $U = E$, відкладаємо на осі напруг значення E , отримуємо точку А. При $U = 0$ отримуємо $I = E / R_n$, відкладаємо це значення по осі струмів, отримуємо точку Б. Поєднуючи ці точки, отримуємо лінію навантаження. Перетин лінії навантаження і ВАХ діода (точка Т) дають рішення поставленої задачі.

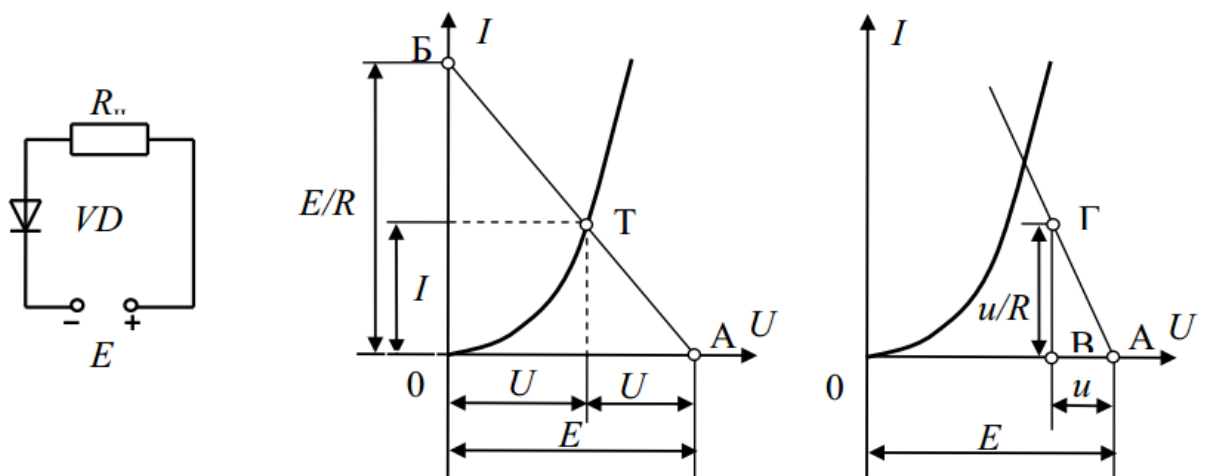


Рисунок – 5.3. Схема включення діода з навантаженням і побудова лінії навантаження

При порівняно малих R_n точка Б виходить за межми креслення, в цьому випадку слід відкласти від точки А вліво довільна напруга u і від отриманої окуляри відкласти струм $I = u/R_n$ (відрізок ВГ). пряма, проведена через точки В і Г, буде лінією навантаження. іноді бувають задані напруги, струм і опір навантаження, а слід визначити ЕРС джерела живлення. У всіх випадках потрібно керуватися рівнянням (5.6).

Випрямлення змінного струму - один з основних процесів в радіоелектроніці. Випрямлячами в загальному випадку називаються пристрої, призначені для перетворення змінної напруги в постійну. Випрямлячі на основі напівпровідникових діодів застосовуються в джерелах живлення радіоелектронної апаратури, а також використовуються в якості вимірювальних перетворювачів, амплітудних детекторів сигналів, помножувачі напруги та ін.

Існують різні види напівпровідникових випрямлячів, відрізняються кількістю діодів, схемою їх включення, типом згладжуючого фільтра. Найпростіша схема для випрямлення змінного струму показана на Рисунок – 5.4, а. Вона включає в себе

генератор змінної ЕРС (e), діод VD і навантажувальний резистор R_H . Ця схема називається одно напівперіодною схемою випрямлення з активним навантаженням.

Для живлення радіоелектронної апаратури як генератор змінної ЕРС зазвичай служить силовий трансформатор, включений в електричну мережу (рис 5.4, б).

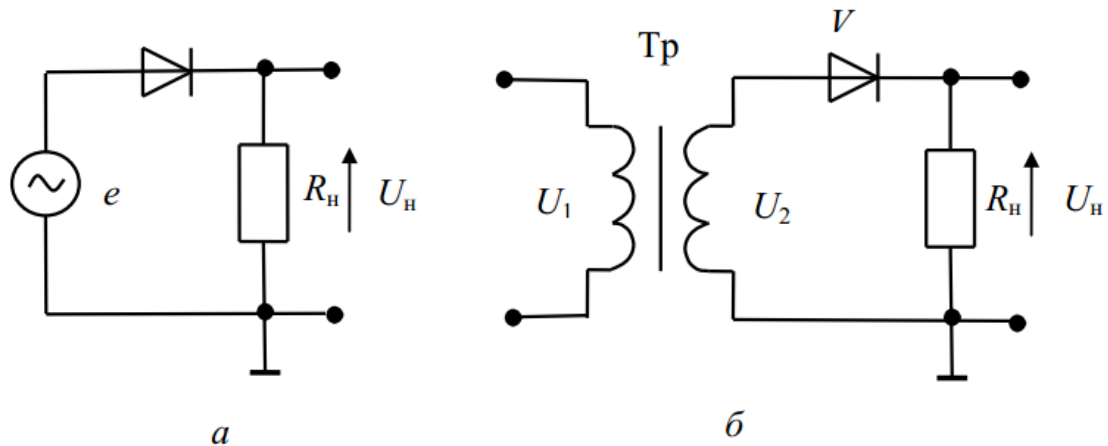


Рисунок – 5.4. Схема одно напівперіодного випрямляча: e - джерело ЕРС, T_p - трансформатор, U_1, U_2 - напруги на первинній та вторинній обмотках трансформатора, VD - випрямних діод, R_H - опір навантаження, U_H - напруга на навантаженні

Однофазний одно напівперіодний випрямляч пропускає на вихід тільки одну півхвилю випрямленої напруги (Рисунок – 5.5). Корисною частиною такої напруги є її постійна складова або середнє значення $U_{ср}$.

Для одно напівперіодної схеми середнє значення напруги визначається як:

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_{m2} \sin \omega t dt = U_m / \pi = 0,318 U_m, \quad (5.7)$$

де U_m (або E_m) амплітуда напруги джерела e (для схеми Рисунок – 5.4, б - напруги на вторинній обмотці трансформатора U_2).

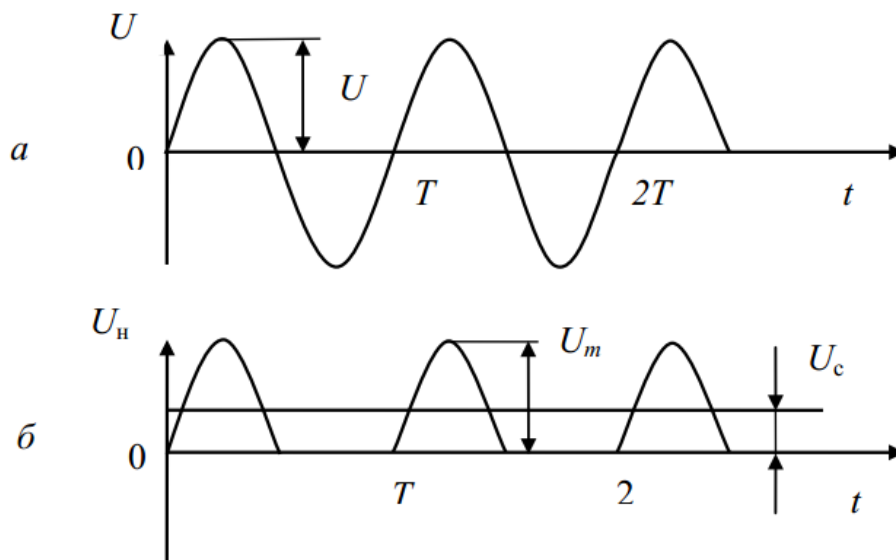


Рисунок – 5.5. Форма напруги на вході (а) і виході (б) одно напівперіодного випрямляча

Якщо напруга джерела становить величину десятки – сотні вольт, то падінням напруги на діоді можна знехтувати і $U_{ср} \approx 0,3 E_m$. При випрямленні змінної напруги

невеликої амплітуди (одиниці вольт) необхідно враховувати падіння напруги на діоді, яке може становити до 0,6 В для малопотужних германієвих діодів і більше 1 В для кремнієвих. Воно призводить до втрати потужності на діоді і зниження коефіцієнта корисної дії випрямляча.

При негативній напівхвилі всю напругу джерела докладено до діоду і є для нього зворотним. Максимальне значення зворотної напруги $U_{обр}$ одно амплітуді ЕРС джерела (напруги на вторинній обмотці трансформатора).

Важливим параметром, що характеризує роботу випрямляча, є коефіцієнт пульсацій:

$$k_{\Pi} = U_{m1} / U_{cp}. \quad (5.8)$$

Він визначається як відношення амплітуди першої гармоніки U_{m1} змінної напруги на навантаженні, одержуваної шляхом розкладання його в ряд Фур'є, до середнього значення напруги на навантаженні. Для однонапівперіодного випрямляча:

$$U_{m1} = 0,5 \cdot U_m = 1,57 \cdot U_{cp}, \quad (5.9)$$

що відповідає значенню коефіцієнта пульсацій $k_{\Pi} = 1,57$. Випрямлена напруга з такими великими пульсаціями непридатне для практичних цілей. Деяке зменшення пульсацій дає складніші двухнапівперіодні схеми випрямлення.

Для ефективного згладжування пульсацій в випрямних схемах застосовуються згладжуючі фільтри. Найпростіший спосіб згладжування пульсацій - включення конденсатора великої ємності C_{Φ} паралельно навантаженні (Рисунок – 5.6). Конденсатор забезпечує добре згладжування, якщо його опір на частоті основної гармоніки пульсацій ω_{Π} набагато менше опору навантаження: $\frac{1}{\omega_{\Pi} C_{\Phi}} \ll R_H$

Роботу випрямляча з згладжуючим конденсатором ілюструє Рисунок – 5.7, де наведені графіки ЕРС джерела e , струму через діод i і напруги на конденсаторі U_c , рівного напрузі на навантаженні U_H .

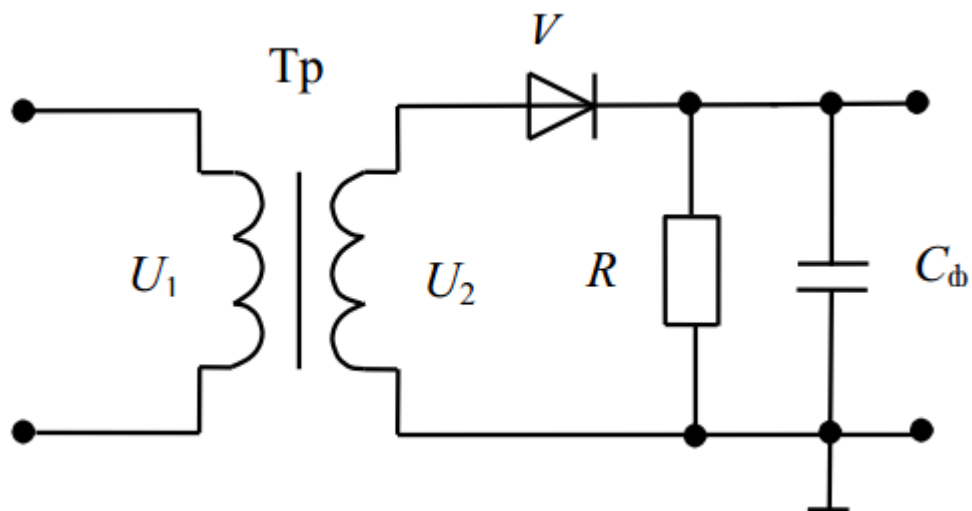


Рисунок – 5.6. Схема випрямляча з згладжуючим фільтром

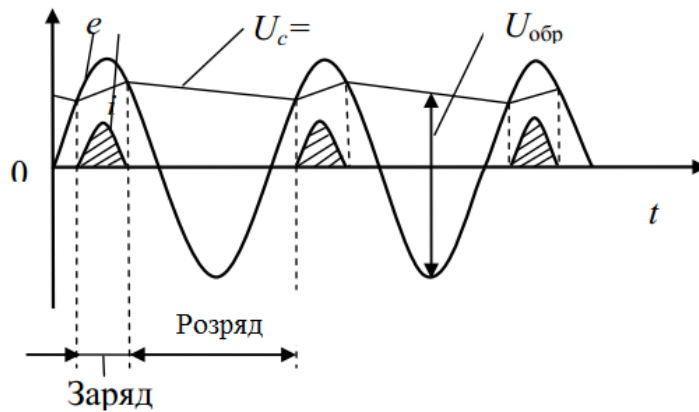


Рисунок – 5.7. Згладжування пульсацій за допомогою конденсатора

При включенні конденсатора великої ємності середньо випрямленому значення напруги $U_{\text{ср}}$ прагне до амплітудному значенням U_m і може досягати $(0,80-0,95) U_m$.

Відомості про більш складних схемах випрямлення з великим числом використуваних діодів - двофазних, двох напівперіодних, мостових, з множенням напруги, а також про інші застосуваннях випрямних діодів, наведені у бібліографічному списку.

5.4. Моделі випрямних діодів.

На Рисунок – 5.8, а показана еквівалентна схема (схема заміщення) випрямного діода. Наведена модель є мало сигнальної еквівалентною схемою діода для області низьких частот.

Опір $R_{\text{пер}}$ являє собою нелінійне опір р-п-переходу і в разі прямого включення діода дуже мало. Ємність C являє собою суму бар'єрної ємності р-п-переходу і дифузійної ємності.

Аналіз роботи зазначеної схеми не становить труднощів і ведеться на основі співвідношень, що застосовуються при аналізі лінійних електричних ланцюгів.

Сучасні САПР (PSPICE, MICROCAP, OrCAD, DesignLab), як правило, мають вбудовані моделі нелінійних компонентів, в т. ч. діодів, які дозволяють моделювати поведінку схеми в широкому діапазоні зміни струмів і напруг. На Рисунок – 5.8, б приведена нелінійна схема заміщення випрямного діода, що застосовується в пакеті PSPICE. діод, зображений у вигляді нелінійного залежного джерела $I(V)$, ємності р-п-переходу C і об'ємного опору RS .

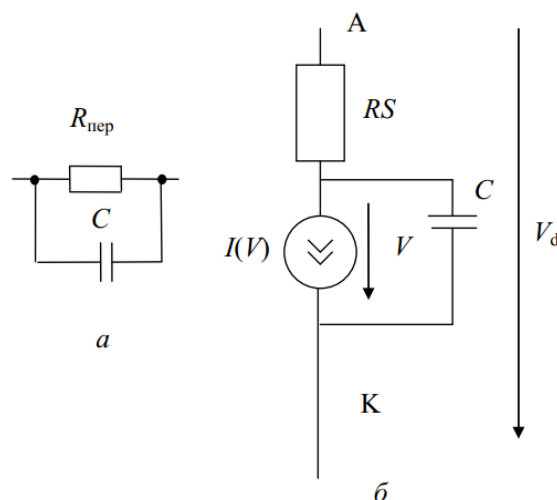


Рисунок – 5.8. Лінійна (а) і нелінійна (б) схеми заміщення діода

У зазначеній моделі нелінійний залежний джерело описується виразом:

$$I = I_0 \left(e^{\frac{U - IR_{\Sigma}}{m \varphi T}} - 1 \right). \quad (5.10)$$

5.5. Стабілітрони: характеристики, параметри, застосування.

Стабілітрон - це напівпровідниковий діод, що працює в режимі електричного пробую. Такий режим виникає при зсуві р-п-перехода у зворотному напрямку. На Рисунок – 5.9, а, б показано його умовне графічне зображення і вольт-амперна характеристика.

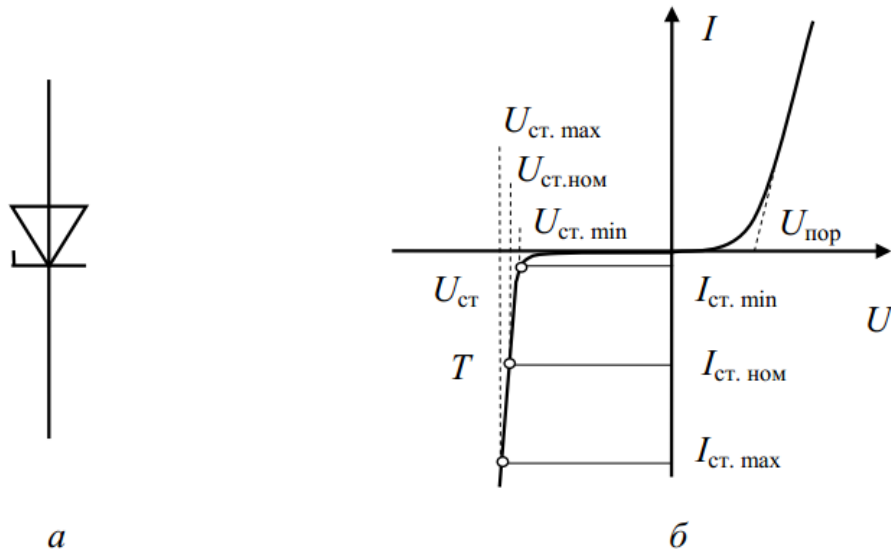


Рисунок – 5.9. Схематичне зображення (а) і вольт-амперна характеристика (б) стабілітрона

При досягненні на стабілітроні напруги, званою напругою стабілізації $U_{ст}$, струм, що проходить через стабілітрон, різко зростає і змінюється в широких межах, а напруга на стабілітроні залишається майже постійним. Ця особливість напівпровідникових стабілітронів широко використовується для стабілізації напруги.

При подачі на стабілітрон прямої напруги вольт-амперна характеристика його має той же вигляд, що і у випрямного діода.

Як основний матеріал для напівпровідникових стабілітронів використовується кремній, що забезпечує малу величину зворотного струму (струму насичення). На відміну від випрямних діодів в стабілітрон р-і п-області сильно леговані. Це призводить до того, що р-п-перехід має малу ширину, а напруженість електричного поля в ньому висока і при додатку навіть невеликого зворотної напруги виникає електричний пробій.

Механізм пробую в напівпровідникових стабілітронах може бути тунельним, лавинним або змішаним. Вважається, що в низьковольтних стабілітронах (до 5 В) переважає механізм тунельного пробую, а в стабілітронах, що працюють при напрузі вище 8 В, пробую має лавинний характер.

Тунельний пробій виникає у разі, коли геометрична ширина потенційного бар'єра (р-п-переходу) порівнянна з дебройлевською довжиною хвилі електрона і стають можливі тунельні переходи електронів з заповнених енергетичних станів в зоні провідності на вільні стани у валентній зоні.

Лавинний пробій виникає в сильному електричному полі, чинному в області р-п-переходу, коли електрон на довжині вільного пробігу набирає енергію, рівну або більшу ширини забороненої зони, і іонізує атом власного напівпровідника. В результаті народжується пара електрон - дірка і процес повторюється вже за участю нових носіїв.

До параметрів стабілітрона, що визначається за його ВАХ (Рисунок – 5.9, б), відносяться:

$U_{ст.ном}$ - номінальна напруга стабілізації, виміряний при деякому середньому (номінальному) струмі стабілітрона

$I_{ст.ном}$; $U_{ст.мін}$ - мінімальна напруга стабілізації, виміряний на початку прямолінійної ділянки зворотного гілки ВАХ;

$I_{ст.мін}$ - мінімальний струм, при якому вимірюється

$U_{ст.мін}$; $U_{ст.макс}$ - максимальна напруга стабілізації при струмі

$I_{ст.макс}$; $I_{ст.макс}$ - максимально допустимий зворотний струм стабілітрона, обмежений гранично допустимою потужністю розсіювання на стабілітроні $P_{ст.макс}$.

При струмі, що не перевищує $I_{ст.макс}$, стабілітрон може працювати необмежено довго. Значення гранично допустимої розсіюванню потужності для напівпровідникових стабілітронів знаходиться в діапазоні від сотень мілі ватт до одиниць ват.

Один з найважливіших параметрів стабілітрона – диференціальне опір - характеризує нахил його ВАХ в області пробою:

$$r_d = dU_{ст}/dI_{ст} \text{ при } I_{ст} = \text{const.} \quad (5.11)$$

Диференціальний опір ідеального стабілітрона на цьому ділянці ВАХ прагне до нуля, в реальних приладах величина r_d має значення 2-50 Ом.

За ВАХ стабілітрона знаходиться також його статичне опір: $R_{ст} = U_{ст} / I_{ст}$.

Вплив температури на характеристики стабілітрона оцінюється температурним коефіцієнтом напруги стабілізації (ТКН), який відповідає зміні напруги стабілізації $U_{ст}$ при зміні температури на 1 градус, тому.

$$TKH = \Delta U_{ст} / (U_{ст} \cdot \Delta T). \quad (5.12)$$

У стабілітронах з тунельним пробоем ТКН може приймати значення від 10^{-5} до 10^{-3} K^{-1} . Стабілітрони, що працюють на основі лавинного пробою, мають позитивний ТКН.

Основне призначення напівпровідникових стабілітронів-стабілізація напруги в різних електронних схемах. Найпростіша схема параметричного стабілізатора напруги показана на Рисунок – 5.10.

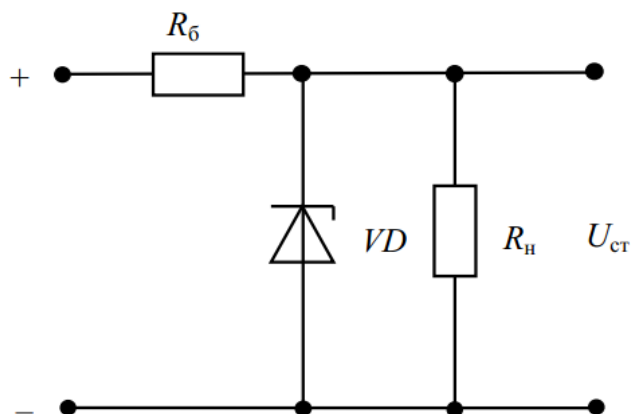


Рисунок – 5.10. Схема включення стабілітрона: R_b - баластні (обмежувальне) опір, E_{BX} – вхідна (не стабілізована) напруга, $U_{ст}$ - вихідна стабілізована напруга

Так як навантаження включена паралельно стабілітроні, то в режимі стабілізації, коли напруга на стабілітроні постійно, така ж напруга буде і на навантаженні. Тому

стабілітрон називають також опорним діодом. Всі зміни (пульсації) напруги (ЕРС) джерела E поглинаються баластовим (обмежувальним) резистором R_6 .

Найбільш часто стабілітрон працює в режимі, коли вхідна напруга джерела ВВХ нестабільно (Рисунок – 5.11), а опір навантаження R_n постійно.

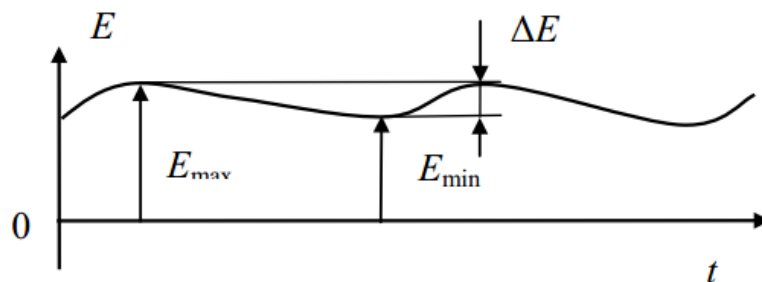


Рисунок – 5.11. Елюра зміни вхідної напруги (ЕРС) джерела

Для встановлення та підтримання правильного режиму стабілізації в цьому випадку опір R_6 повинно мати певне значення. Зазвичай опір R_6 розраховують для середнього значення струму стабілітрона. Якщо вхідна напруга змінюється від E_{\min} до E_{\max} , то баластні опір можна знайти за формулою:

$$R_6 = (U_{cp} - U_{ct}) / (I_{cp} + I_n), \quad (5.13)$$

де $E_{cp} = 0,5 \cdot (E_{\min} + E_{\max})$ - середнє значення напруги джерела; $I_{cp} = 0,5 \cdot (I_{\min} + I_{\max})$ - середній струм стабілітрона; $I_n = U_{ct} / R_n$ - струм через навантаження.

Якщо напруга джерела зміниться в ту або іншу сторону, то зміниться і струм стабілітрона, але напруга на ньому, а отже, і на навантаженні залишиться постійним.

Оскільки всі зміна напруги має поглинатися баластовим резистором, то найбільша зміна цієї напруги $\Delta E = E_{\max} - E_{\min}$ повинно відповідати найбільшій можливій зміні струму $I_{\max} - I_{\min}$, при якому ще зберігається стабілізація. Звідси випливає, що стабілізація можлива тільки при дотриманні умови:

$$\Delta E \leq (I_{\max} - I_{\min}) \cdot R_6. \quad (5.14)$$

Стабілізація в більш широкому діапазоні зміни E пов'язана з збільшенням опору R_6 . З (5.13) випливає, що більша опір R_6 виходить при меншому струмі навантаження I_n , тобто при більшому опорі навантаження R_n і більшому середньому значенні ЕРС джерела E_{cp} , тому збільшення R_n і E_{cp} також забезпечує розширення діапазону стабілізації ΔE .

Ефективність стабілізації напруги характеризується коефіцієнтом стабілізації K_{ct} , який показує, у скільки разів відносна зміна напруги на виході схеми стабілізації менше, ніж відносна зміна напруги на вході:

$$\hat{E}_{\text{в\ddot{o}}} = \frac{\Delta E / E}{\Delta U_{\text{в\ddot{o}}} / U_{\text{в\ddot{o}}}}. \quad (5.15)$$

Другий можливий режим стабілізації, коли вхідна напруга джерела стабільно, а опір навантаження змінюється від $R_{n \min}$ до $R_{n \max}$.

5.6. Тунельний діод. Зонна діаграма та ВАХ.

Експериментальне відкриття ефекту тунелювання в напівпровідниках пов'язане з іменами японського фізика Л. Есакі та американського вченого А. Джайвера (Нобелівська премія з фізики 1973 р.). Запропонований Л. Есакі в 1958 р. тунельний діод виготовляється з германію або арсеніду галію з високою концентрацією домішок (10^{19} - 10^{20} см⁻³), тобто з дуже малим питомим опором, в сотні або тисячі разів меншим, ніж у звичайних діодах. Такі напівпровідники з малим опором називають виродженими. Електронно-дірковий перехід в виродженому напівпровіднику виходить у десятки разів тонше ($\sim 10^{-6}$ см), ніж у звичайних діодах, а потенційний бар'єр приблизно в два рази вище. В звичайних напівпровідникових діодах висота потенційного бар'єра дорівнює приблизно половині ширини забороненої зони, а в тунельних діодах вона дещо більше. Внаслідок малої товщини переходу напруженість поля в ньому навіть при відсутності зовнішньої напруги досягає величини $\sim 10^6$ В / см.

У тунельному діоді при відсутності зовнішньої напруги, як і в звичайному діоді, відбуваються дифузійне переміщення основних носіїв через електронно-дірковий перехід під дією градієнта концентрації та дрейф неосновних носіїв заряду під дією електричного поля переходу. Але крім цих процесів основну роль грає тунельний ефект. Він полягає в тому, що згідно із законами квантової механіки при досить малій ширині потенційного бар'єру можливе проникнення електронів через бар'єр без зміни їх енергії. Такий тунельний перехід електронів з енергією, меншою висоти потенційного бар'єра, відбувається в обох напрямках, але тільки за умови, що по іншу сторону бар'єру для тунелювання електронів є вільні рівні енергії.

Процеси в тунельному діоді зручно розглядати на енергетичних діаграмах, що показують рівні енергії валентної зони і зони провідності в n-і р-областях. внаслідок виникнення контактної різниці потенціалів в р-n-переході кордону зон в контактують областях зрушені на висоту потенційного бар'єра, виражену в електрон-вольтах.

На Рисунок – 5.12 за допомогою енергетичних діаграм зображено виникнення тунельних струмів в електронно-дірковому переході тунельного діода. Для того щоб не ускладнювати розгляд тунельного ефекту, дифузійний струм і струм провідності на цьому малюнку не показані.

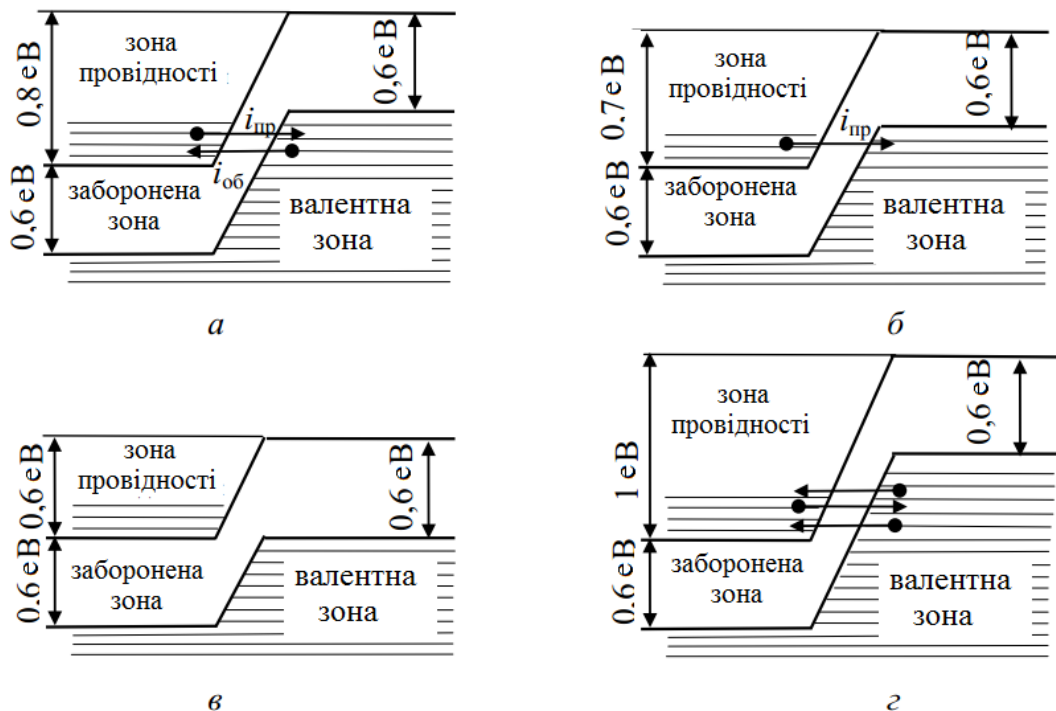


Рисунок – 5.12. Енергетичні діаграми р-n-переходу в тунельному діоді при різних значеннях прикладеної напруги

Діаграма на Рисунок – 5.12, а відповідає відсутності зовнішньої напруги. Висота потенційного бар'єра була взята для прикладу 0,8 еВ, а ширина забороненої зони становить 0,6 еВ. Горизонтальними лініями в зоні провідності і у валентній зоні показані енергетичні рівні, повністю або частково зайняті електронами. У валентній зоні та зоні провідності зображені також не заштриховані горизонтальними лініями ділянки, які відповідають рівням енергії, не зайнятим електронами. Як видно, у зоні провідності напівпровідника n-типу і валентній зоні напівпровідника р-типу є зайняті електронами рівні, яким відповідають однакові енергії. Тому можливий тунельний перехід електронів з області p в область p (прямий тунельний струм I_{pp}) і з області p в область n (зворотний тунельний струм I_{pn}). Ці два токи однакові за значенням, і результуючий струм дорівнює нулю.

На Рисунок – 5.12, б показана діаграма при прямій напрузі 0,1 В, за рахунок якого потенційний бар'єр знизився на 0,1 еВ і становить 0,7 еВ. У цьому випадку тунельний перехід електронів з області p в область p посилюється, тому що в області p у валентній зоні є вільні рівні з такими ж енергіями, як енергії рівнів, зайнятих електронами в зоні провідності області n. А перехід електронів з валентної зони області p в область n неможливий, тому що рівні, зайняті електронами в валентній зоні області p, відповідають в області n енергетичним рівням забороненої зони. Зворотний тунельний струм відсутній, і результуючий струм досягає максимуму. У проміжних випадках, наприклад, коли $U_{пр} = 0,05$ В, існують і прямий, і зворотний тунельні струми, але зворотний струм менше прямого. Результуючим буде прямий струм, але він менше максимального, що виходить при $U_{пр} = 0,1$ В.

Випадок, показаний на Рисунок – 5.12, в, відповідає $U_{пр} = 0,2$ В, коли висота потенційного бар'єра стала 0,6 еВ. При цьому напрузі тунельний перехід неможливий, оскільки рівням, зайнятим електронами в даній області, відповідають в іншій області енергетичні рівні, перебувають у забороненій зоні. Тунельний струм дорівнює нулю. Він відсутній також і при більшому прямій напрузі.

Але слід пам'ятати, що при зростанні прямої напруги збільшується прямий дифузійний струм діода. При розглянутих значеннях $U_{пр} < 0,2$ В дифузійний струм набагато менше тунельного струму, а при $U_{пр} > 0,2$ В дифузійний струм зростає і досягає значень, характерних для прямого струму звичайного діода.

На Рисунок – 5.12, г розглянуто випадок, коли зворотна напруга $U_{обр} = -0,2$ В. Висота потенційного бар'єра стала 1 еВ, і значно збільшилася число рівнів, зайнятих електронами у валентній зоні p-області та відповідних вільним рівням у зоні провідності n-області. Тому різко зростає зворотний тунельний струм, який виходить такого ж порядку, як і струм при прямій напрузі.

Вольт-амперна характеристика тунельного діода (Рисунок – 5.13) пояснює розглянуті діаграми. Як видно, при $U = 0$ струм дорівнює нулю. Збільшення прямої напруги до 0,1 В дає зростання прямого тунельного струму до максимуму (точка А). Подальше збільшення прямої напруги до 0,2 В супроводжується зменшенням тунельного струму.

Тому в точці Б виходить мінімум струму і характеристика має падаючу ділянку АБ, для якої характерний негативний опір змінному струму:

$$R_i = \Delta U / \Delta i < 0. \quad (5.17)$$

Після цієї ділянки струм знову зростає за рахунок прямого дифузійного струму, характеристика якого на Рисунок – 5.13 показана штриховою лінією. Зворотний струм виходить такий же, як прямий, тобто у багато разів більше, ніж у звичайних діодів.

Основні параметри тунельних діодів: струм максимуму I_{max} , ток мінімуму I_{min} (часто вказується ставлення I_{max} / I_{min} , яке буває однією декількох одиниць), напруга

максимуму U_1 , напруга мінімуму U_2 , найбільша напруга U_3 , відповідне току I_{\max} на другому висхідному ділянці характеристики (ділянка БВ).

Різниця $\Delta U = U_3 - U_1$ називається напругою перемикання або напругою стрибка. струми в сучасних тунельних діодах складають одиниці міліампер, напруги - десятки частки

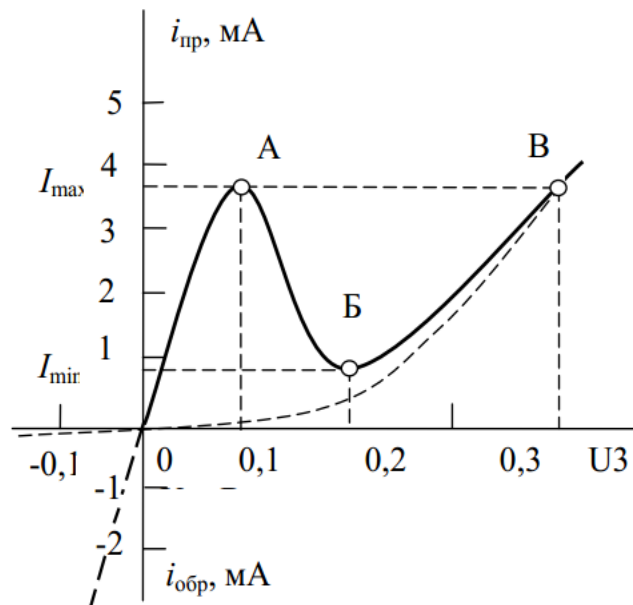


Рис. 5.13. Вольт-амперна характеристика тунельного діода

вольт.

До параметрів також відноситься негативне диференціальний опір діода (зазвичай кілька десятків ом), загальна ємність діода (одиниці або десятки пікофарад), час перемикання (частки наносекунди) і максимальне, або критична, частота (сотні гігагерц).

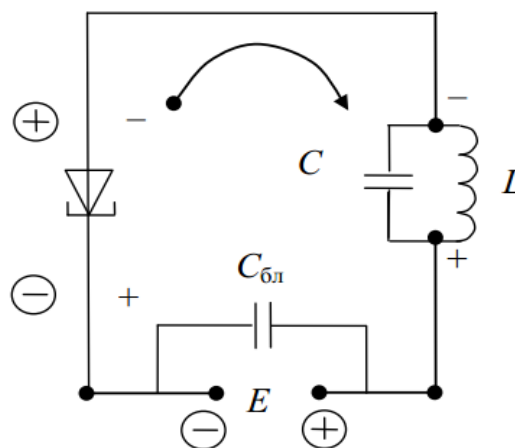


Рис. 5.14. Схема включення тунельного діода для генерації коливань

Включаючи тунельний діод в різні схеми, можна його негативним опором компенсувати позитивний активний опір (якщо робоча точка буде знаходитися на ділянці АВ) і отримувати режим підсилення, або генерації, коливань. Наприклад, у звичайному коливальному контурі за рахунок втрат завжди є загасання. Але за допомогою негативного опору тунельного діода можна знищити втрати в контурі і отримати в ньому незгасаючі коливання. Найпростіша схема генератора коливань з тунельним діодом

показана на Рисунок – 5.14. роботу такого генератора можна пояснити наступним чином. при включенні живлення в контурі LC виникають вільні коливання. Без тунельного діода вони затухали б. Нехай, напругу E вибрано таким, щоб діод працював на падаючому ділянці характеристики, і нехай у час одного напівперіоду змінної напруги контур має полярність, показану на Рисунок – 5.14 знаками «+» і «-» без дужок (знаки «+» і «-» в дужках відносяться до постійних напруженням). Напруга від контуру подається на діод і є для нього зворотною. Тому пряма напруга на діоді зменшується. Але за рахунок роботи діода на падаючому ділянці характеристики струм зростає, тобто пройде додатковий імпульс струму, який додасть енергію в контур. Якщо ця додаткова енергія достатня для компенсації втрат, то коливання в контурі стануть незатухаючими.

Тунельний перехід електронів через потенційний бар'єр проходить в надзвичайно малі проміжки часу: 10^{-12} - 10^{-14} с або 10^{-3} - 10^{-5} нс. Тому тунельні діоди добре працюють на надвисоких частотах. Наприклад, можна генерувати і підсилювати коливання з частотою до десятків і навіть сотень гігагерц. Слід зауважити, що частотний межа роботи тунельних діодів практично визначається не інерційністю тунельного ефекту, а ємністю самого діода, індуктивністю його висновків і його активним опором. Принцип посилення з тунельним діодом зображений на Рисунок – 5.15. Для отримання режиму посилення необхідно мати строго визначені значення E і R_H . Опір R_H повинно бути трохи менше абсолютного значення від'ємного опору діода. Тоді за відсутності вхідної напруги вихідна робоча точка T може бути встановлена на середині падаючого ділянки (ця точка є перетинанням лінії навантаження з характеристикою діода).

При подачі вхідної напруги з амплітудою $U_{m\text{ вх}}$ лінія навантаження буде здійснювати коливання, переміщаючись паралельно самій собі. Крайні її положення показані штриховими лініями. Вони визначають кінцеві точки робочої ділянки АБ. Проектуючи ці точки на вісь напруг, отримуємо амплітуду вихідної напруги $U_{m\text{ вих}}$, яка виявляється значно більше амплітуди вхідного. Особливість підсилювача на тунельному діоді – відсутність окремого вхідного і вихідного окремого ланцюги, що створює деякі труднощі при здійсненні схем з декількома каскадами посилення. Підсилювачі на тунельних діодах можуть давати значне посилення при невисокому рівні шумів і працюють стійко.

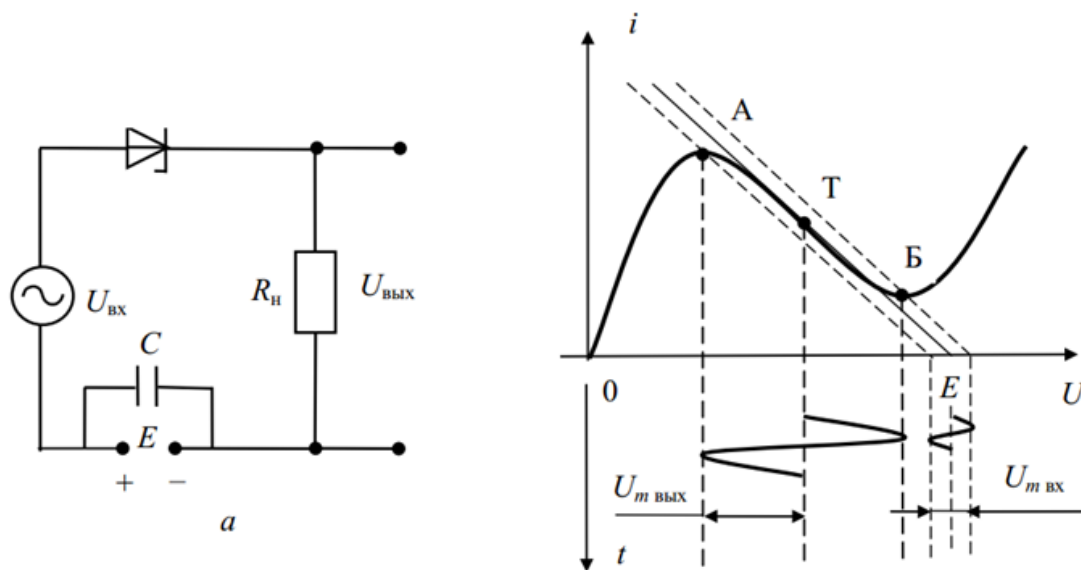


Рисунок 5.15 – Схема включення підсилювача з тунельним діодом (а) та графік пояснення процесу підсилення (б)

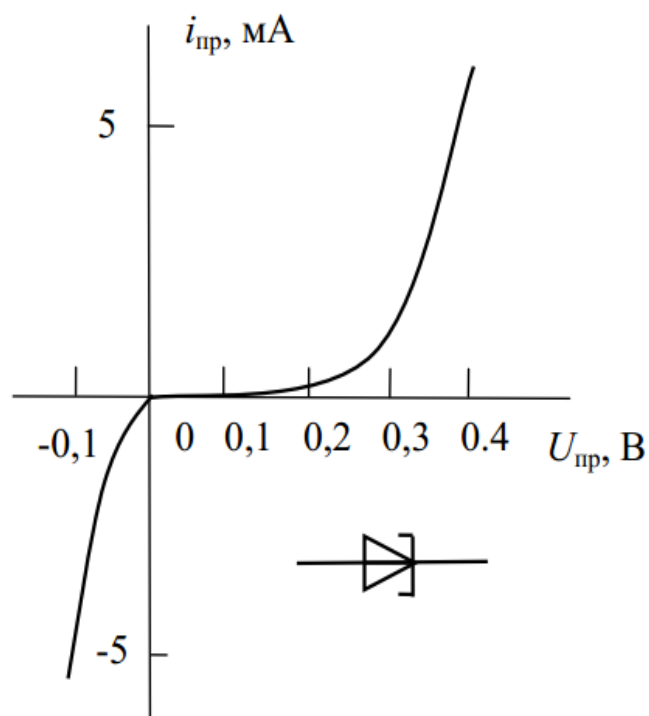
Тунельний діод використовується також як швидкодіючого перемикача, причому час перемикання може бути близько 10^{-9} с, тобто близько 1 нс і навіть менше. Схема роботи тунельного діода в імпульсному режимі в загальному випадку така ж, як на Рисунок – 5.15, але тільки вхідна напруга являє собою імпульси, а опір R_H повинен бути дещо більше абсолютного значення від'ємного опору діода.

На Рисунок – 5.16 показана діаграма роботи тунельного діода в імпульсному режимі. Напруга живлення E вибрано таким, що при відсутності вхідного імпульсу діод працює в точці А і струм виходить максимальним (I_{max}), тобто діод відкритий. при подачі позитивного імпульсу вхідної напруги пряма напруга на діоді збільшується і режим

роботи діода стрибком переходить в точку Б. Струм зменшується до мінімального значення I_{min} , що умовно можна вважати закритим станом діода. А якщо встановити постійну напругу E , відповідне точці Б, то можна переключити діод в точку А подачею імпульсів напруги негативної полярності.

Тунельні діоди можуть застосовуватися в техніці СВЧ, а також у багатьох імпульсних радіоелектронних пристроях, розрахованих на високу швидкодію. Крім вельми малої інерційності гідністю тунельних діодів є їх стійкість до іонізуючого випромінювання і мале споживання енергії від джерела живлення.

На жаль, експлуатація тунельних діодів виявила істотний їх недолік. Він полягає в те, що ці діоди схильні значного старіння, тобто з плином часу їх характеристики і параметри помітно змінюються, що може привести до порушення нормальної роботи того



або іншого пристрою. Треба думати, що в Надалі цей недолік вдасться звести до мінімуму. Якщо для діода застосувати напівпровідник з концентрацією домішки близько 10^{18} см^{-3} , то при прямій напрузі тунельний струм

Рисунок – 5.17. Вольт-амперна характеристика і умовне графічне позначення зворотного діода

практично відсутній і на вольт-амперній характеристиці немає падаючої ділянки (Рисунок – 5.17). Зате при зворотній напрузі тунельний струм, як і раніше значний, і тому такий діод добре пропускає струм у зворотному напрямку. подібні діоди, що отримали назву звернених, можуть працювати в якості детекторів на більш високих частотах, ніж звичайні діоди.

Всі тунельні діоди мають малі розміри. Наприклад, вони можуть бути оформлені в циліндричних герметичних метало скляному корпусах діаметром 3-4 мм і висотою близько 2 мм. Висновки у них гнучкі стрічкові. Маса не перевищує 0,15 г.

5.7. Варикап: принцип дії, застосування.

Варикапи - це площинні діоди, інакше звані параметричними, що працюють при зворотній напрузі, від якого залежить бар'єрна ємність. Таким чином, варикапів представляють собою конденсатори змінної ємності, керовані не механічно, а електрично, тобто зміною зворотної напруги.

Варикапи застосовуються головним чином для настройки коливальних контурів, а також в деяких спеціальних схемах, наприклад у так званих параметричних підсилювачах. На Рисунок – 5.18 показана найпростіша схема включення варикапа в коливальний контур.

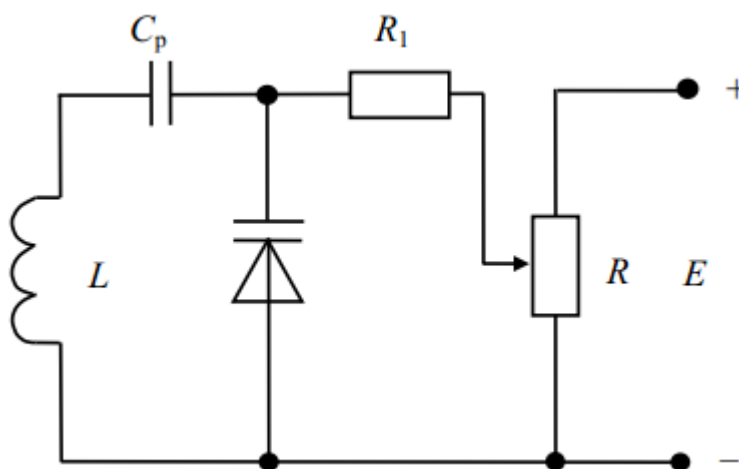


Рисунок – 5.18. Схема включення варикапа в коливальний контур в якості конденсатора змінної ємності

Змінюючи за допомогою потенціометра R зворотна напруга на варикапів, можна змінювати резонансну частоту контуру. Додатковий резистор R₁ з великим опором включений для того, щоб добротність контуру не знижувалася помітно від шунтуючого впливу потенціометра R. Конденсатор C_p є розділовим. без нього варикап був би для постійної напруги замкнутий накоротко котушкою L.

Як варикапів досить успішно можна використовувати кремнієві стабілітрони при напрузі нижче U_{ст}, коли зворотний струм ще дуже малий і, отже, зворотний опір дуже великий

5.8. Імпульсні діоди.

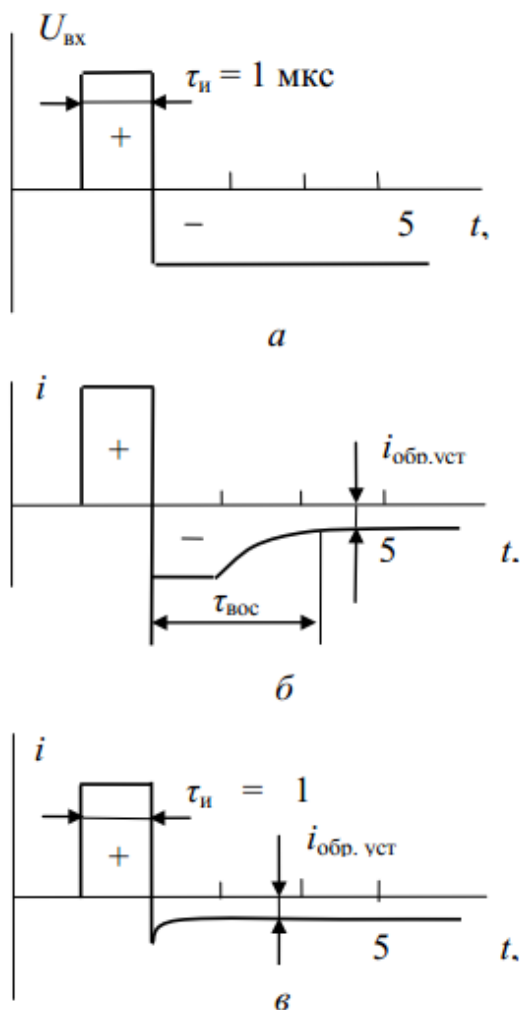
У багатьох сучасних радіоелектронних пристроях напівпровідникові діоди часто працюють в імпульсному режимі при тривалості імпульсів, що дорівнює одиниці або часткам мікросекунди. Розглянемо особливості цього режиму на прикладі, коли діод з'єднаний послідовно з навантаженням, опір якої R_н у багато разів більше прямого опору діода (R_н >> R_{пр}). Нехай така ланцюг знаходиться під дією імпульсної напруги, яка складається з короткого імпульсу прямої напруги (позитивного імпульсу), відчиняю діод, і більш тривалого імпульсу зворотної напруги (негативного імпульсу), надійно замикаючого діод. Імпульси напруги мають прямокутну форму (Рисунок – 5.19, а). Графік струму і напруги на R_н показаний для цього випадку на Рисунок – 5.19, б. При прямій напрузі струм в ланцюзі визначається опором R_н.

Хоча пряме опір діода нелінійно, але воно майже не впливає на струм, оскільки у багато разів менше R_н. Тому імпульси прямого струму майже не перевернуті. Деякі

порівняно невеликі спотворення можуть спостерігатися тільки при дуже коротких (тривалістю в частки мікросекунди) імпульсах.

При зміні полярності напруги, тобто при подачі зворотного малої провідності. Наприклад, якщо область n є емітером, а область p - базою, то при прямому струмі можна знехтувати потоком дірок з p -області в n -область і розглядати тільки потік електронів з n -області в p -область. напруги, діод замикається не відразу, а протягом деякого часу проходить імпульс зворотного струму (Рисунок – 5.19, б), що значно перевершує по амплітуді зворотний струм у сталому режимі Іобр. уст. Причини виникнення імпульсу зворотного струму такі ж, як і при роботі діода на високих частотах. Головна причина - це розряд дифузійної ємності, т. е. розсмоктування зарядів, утворених рухливими носіями в p -і

p -областях. Оскільки концентрації домішок у цих областях зазвичай дуже різні, то



практично імпульс зворотного струму створюється розсмоктуванням заряду, накопиченого в базі, тобто в області з відносно малої провідності. Наприклад, якщо область n є емітером, а область p - базою, то при прямому струмі можна знехтувати потоком дірок з p -області в n -область і розглядати тільки потік електронів з n -області в p -область.

Рисунок – 5.19. Імпульсний режим роботи діода

Цей дифузійний потік через перехід викликає накопичення електронів p -області, так як вони не можуть відразу рекомбінувати з дірками або дійти до висновку від p -області. При зміні полярності напруги накопичений в базі заряд починає рухатися в зворотному напрямку і виникає імпульс зворотного струму. Чим більше був прямий

струм, тим більше електронів накопичувалося в базі і тим сильніше імпульс зворотного струму. рухаючись від бази назад в емітер, електрони частково рекомбінують з дірками, а частково проходять через n-область до металевого виводу від цієї області.

Розсмоктування заряду, накопиченого в базі, триває деякий час. До кінця розсмоктування зворотний струм досягає свого сталого значення $i_{обр}$. уст. інакше можна сказати, що зворотне опір діода $R_{обр}$ спочатку виявляється порівняно невеликим, а потім поступово зростає до свого нормального усталеного значення.

Час $\tau_{відн}$ від моменту виникнення зворотного струму до моменту, коли він приймає стале значення, називають часом відновлення зворотного опору. Цей час - важливий параметр імпульсних діодів. У таких діодів $\tau_{відн}$ не перевищує десятих часток мікросекунди. Чим воно менше, тим краще: тоді діод швидше закривається.

Друга причина виникнення імпульсу зворотного струму – заряд ємності діода під дією зворотної напруги. Зарядний струм цієї ємності складається зі струмом розсмоктування заряду, і в результаті виходить сумарний імпульс зворотного струму, який тим більше, ніж більше ємність діода. Ця ємність у імпульсних діодів не перевищує одиниць пікофарад.

Якщо імпульс прямого струму має тривалість значно більшу, ніж тривалість перехідних процесів, то імпульс зворотного струму виходить в багато разів більш коротким (Рисунок – 5.19, в) і його можна не брати до уваги.

Імпульсні діоди, крім параметрів $\tau_{відн}$ і C , характеризуються ще рядом параметрів. До них відносяться постійні прямі напруги $U_{пр}$, постійний прямий струм $I_{пр}$, зворотний струм $I_{обр}$, зворотна напруга $U_{обр}$, максимальні допустимі зворотні напруги $U_{обр,max}$ і максимальної амплітудою імпульсу прямого струму $I_{пр,max}$.

Конструктивно імпульсні діоди (Рисунок – 5.20) виготовляють так, щоб ємність переходу була малою і рекомбінація носіїв відбувалася як можна швидше. Імпульсні діоди випускають на струми в імпульсі до кількох сотень міліампер і граничні зворотні напруги в кілька десятків вольт.

Імпульсні діоди як правило мають мезаструктуру (від іспанського слова «Меза» - стіл).

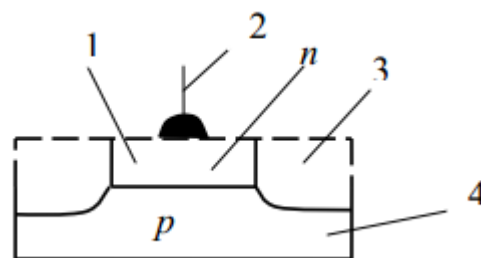


Рисунок – 5.20. Пристрій мезадіода: 1 - шар з електропровідністю n-типу, отриманий дифузією;

2 - висновок від n-області, 3 - ділянка, що видаляється травленням; 4 - основна пластинка напівпровідника р-типу

Спочатку на пластині основного напівпровідника дифузійним методом створюється шар з іншим типом електропровідності. далі ця пластинка покривається спеціальною маскою і піддається травленню. Маска захищає від травлення багато невеликих ділянок. Саме в цих захищених областях залишаються р-п-переходи малого розміру, які підносяться над поверхнею пластинки у вигляді «столиків». Потім пластинка поділяється на окремі чіпи - діоди. особливістю мезадіодов є зменшений обсяг базової області. За рахунок цього скорочується час накопичення і розсмоктування носіїв у базі. групова технологія виготовлення великої кількості діодів з однієї пластини забезпечує порівняно малий розкид їх характеристик і параметрів.

ЛЕКЦІЯ 6. Структура і принцип дії біполярного транзистора

План лекції

6.1. Біполярні транзистори.

6.2. Структура і принцип дії біполярного транзистора. Схеми включення (СЕ, СБ, СК). Статичні ВАХ і параметри для основних схем включення.

6.1. Біполярні транзистори.

Напівпровідниковий прилад, що має три електроди і два взаємодіючих між собою р-n-переходи, називається біполярним транзистором.

6.2. Структура і принцип дії біполярного транзистора. Схеми включення (СЕ, СБ, СК).

Статичні ВАХ і параметри для основних схем включення. Біполярний транзистор був винайдений американськими фізиками Джоном Бардіном і Уолтером Браттейном в 1948 р. Вони разом з американським фізиком Вільямом Шоклі в 1956 р. були нагороджені Нобелівською премією за дослідження напівпровідників і відкриття транзисторного ефекту.

Конструкції першого біполярного транзистора (БТ) наведена на Рисунок – 6.1. У пластину монокристалічного германію n-типу 1 з силою втискався пластмасовий трикутник 2, обгорнутий золотою фольгою 3. На вершині трикутника фольгу розрізали бритвою. У місці дотику фольги з поверхнею пластини утворюються області р-типу: емітер 4 і колектор 6. Між ними розташовується база 5. На Рисунок – 6.1, б наведено зображення першого промислового біполярного транзистора, де 1 - Контакт емітера; 2 - контакт колектора, 3 - корпус, 4 - ізолююча прокладка, 5 - контактна проволочка; 6 - кристал германію; 7 - контакт до бази. Емітерний та колекторний переходи виготовлялися вплавленням в германієвий кристал тонких зволікань. Діаметр транзистора становив 1 см, висота 4 см.

Пристрій, позначення і включення біполярних транзисторів n-p-n-і p-n-p-типу в активному режимі (режим підсилення) показано на Рисунок – 6.2.

Біполярним транзистор називається тому, що в ньому використовуються носії заряду двох видів: електрони і дірки. Слово «транзистор» (від англійської transfer resistor) означає, що цей прилад узгодить низькоомний вхідний ланцюг емітера з високоомною вихідним ланцюгом колектора, третій електрод - база - є керуючим.

Основними матеріалами для виготовлення біполярних транзисторів служать кремній, германій і арсенід галію. За технологією виготовлення вони діляться на сплавні, дифузійні та епітаксialні.

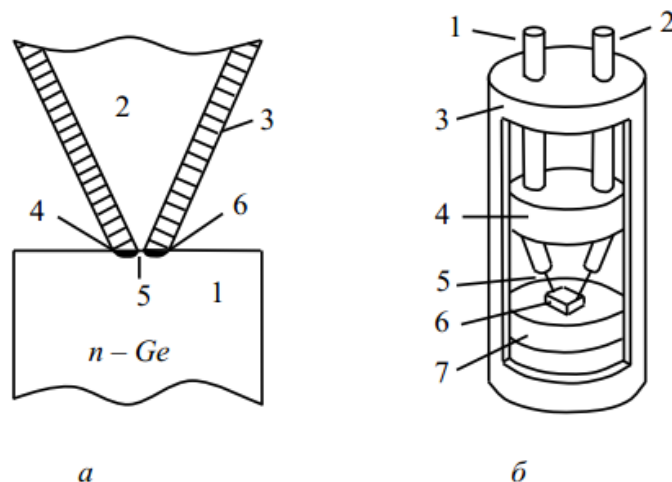


Рисунок – 6.1. Конструкції першого біполярного транзистора (а) і перший промисловий зразок (б)

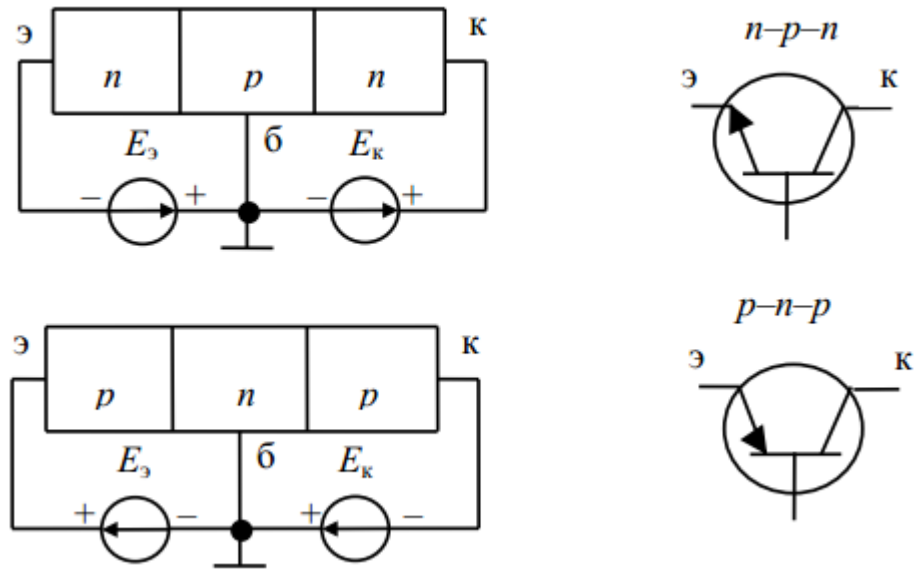


Рисунок – 6.2. Будова, умовне позначення і включення біполярних транзисторів в активному режимі

Біполярні транзистори - активні прилади, що дозволяють посилювати, генерувати і перетворювати електричні коливання в широкому діапазоні частот і потужностей. Відповідно до цього їх можна розділити на низькочастотні (до 3 МГц), середньочастотні (3-30 МГц), високочастотні (30-300 МГц), надвисокочастотні (більше 300 МГц). За потужністю їх можна розділити на малопотужні (не більше 0,3 Вт), середньої потужності (0,3-1,5 Вт) і великої потужності (більше 1,5 Вт).

Залежно від того, який з електродів транзистора є загальною точкою дії вхідної і вихідної напруги, розрізняють три основні схеми включення БТ: схема із загальним емітером (ЗЕ), схема з загальною базою (ЗБ) і схема із загальним колектором (ЗК), що називається також емітерний повторювачем.

Принцип роботи, характеристики і параметри біполярних транзисторів зручно розглядати на прикладі широко використовуваної на практиці схеми включення транзистора із загальним емітером (Рисунок – 6.3). Ця схема дає найбільше посилення по струму, напрузі і потужності. На схемі показані включені в ланцюг бази джерело живлення $E_б$ з резистором $R_б$ для завдання режиму роботи транзистора по постійному струму і джерело живлення $E_к$ ланцюга колектора з навантажувальним резистором $R_к$.

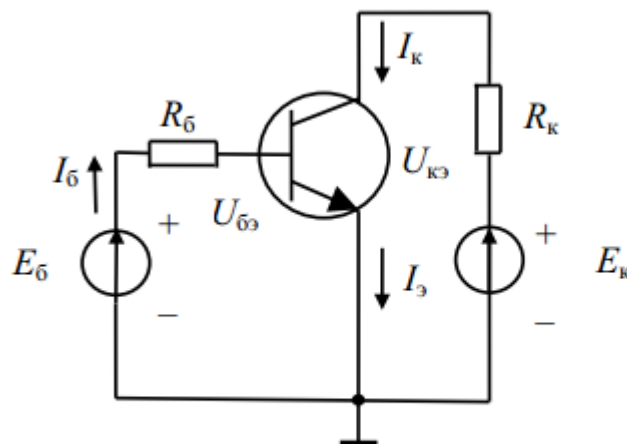


Рис. 6.3. Включення біполярного транзистора n-p-n-типу за схемою з загальним емітером

Залежно від того, які напруги діють на переходах, розрізняють 3 режими роботи транзистора:

- Активний режим, або режим підсилення, коли емітерний перехід зміщений в прямому напрямку, а колекторний у зворотному;
- Режим насичення, коли обидва переходи зміщені в прямому напрямку;
- Режим відсікання, коли обидва переходи зміщені в зворотному напрямку.

Принцип роботи біполярного транзистора полягає в тому, що незначний по величині струм бази I_b , виникає при подачі прямої напруги U_{be} на перехід емітер - база, викликає значні зміни струму емітера I_e і струму колектора I_c . Це обумовлено сильною інжекцією електронів з емітера, які втягуються полем назад усунутого колекторного переходу. Струм колектора при цьому визначається виразом

$$I_c = \beta_{ст} \cdot I_b, \quad (6.1)$$

де $\beta_{ст}$ - статичний коефіцієнт передачі струму бази, значно перевищує за величиною одиницю.

Струм колектора I_c пов'язаний з напругою на переході база – емітер рівнянням Еберса - Молла:

$$I_e = I_{e0} (\exp(U_{e\dot{y}} / \phi_T) - 1), \quad (6.2)$$

де I_{e0} - зворотний струм колекторного переходу, ϕ_T – температурний потенціал, що становить для кремнію при температурі $T = 300$ К приблизно 26 мВ. Струми емітера, колектора і бази транзистора пов'язані співвідношенням $I_e = I_c + I_b$.

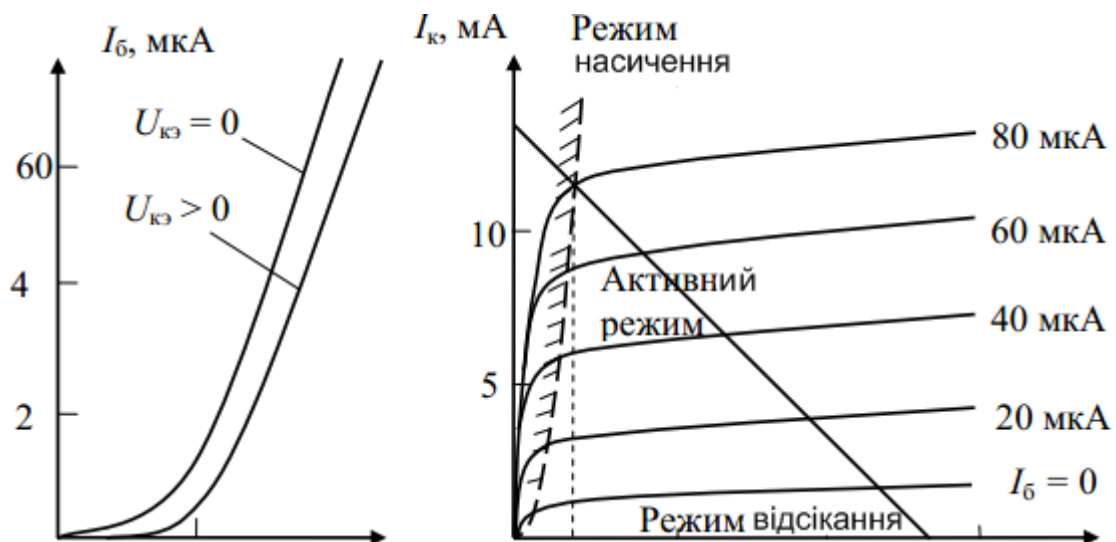


Рисунок – 6.4. Вхідні (а) і вихідні (б) ВАХ біполярного транзистора n-p-n-типу в схемі із загальним емітером

Залежність між вхідними та вихідними струмами і напругами в транзисторах визначається сімействами вхідних і вихідних статичних вольт-амперних характеристик (ВАХ) (Рисунок – 6.4).

Вхідні характеристики $I_b = f(U_{be}) | U_{ke}$ (Рисунок – 6.4, а) знімаються при постійних вихідних напругах колектор-емітер $U_{ke} = const$. При $U_{ke} = 0$ характеристика йде з початку координат, так як за відсутності напруги відсутній і струм. При $U_{ke} > 0$ характеристика зрушується вправо на величину так званої порогової напруги $U_{be-пор}$ зі змінною у германієвих і кремнієвих транзисторів.

Сімейство вихідних ВАХ $I_c = f(U_{ke}) | I_b$ (Рисунок – 6.4, б) знімається при різних токах бази $I_b = const$.

На вольт-амперних характеристиках виділені області, відповідні роботі транзистора в активному режимі, в режимах насичення і відсічення.

Біполярні транзистори характеризуються великою кількістю різних параметрів (статичних, диференціальних, фізичних) і відповідних їм лінійних і нелінійних еквівалентних схем.

Одним з широко використовуваних на практиці параметрів БТ є визначений вище статичний коефіцієнт посилення по струму в схемі з загальним емітером $\beta_{ст}$.

При поданні БТ як лінійного активного чотириполіусника використовуються декілька систем характеристичних параметрів, кожна з яких має свої переваги і недоліки з точки зору вимірювання параметрів і практичного їх використання в інженерних розрахунках. Як правило, в довідкових даних транзисторів наводяться значення так званих змішаних або гібридних h -параметрів - h_{11} , h_{12} , h_{21} , h_{22} .

Параметр h_{11} у схемі із загальним емітером визначається як відношення збільшення вхідної напруги база-емітер яке викликане збільшенням струму бази при фіксованому значенні напруги колектор-емітер:

$$h_{11} = (\Delta U_{бэ} / \Delta I_{бэ}) | U_{кэ} = \text{const.} \quad (6.3)$$

Він має сенс і розмірність диференціального вхідного опору транзистора в режимі малого сигналу.

Параметр h_{21} у схемі із загальним емітером визначається як відношення приросту струму колектора до приросту струму бази при фіксованому значенні напруги колектор-емітер:

$$h_{21} = (\Delta I_{кэ} / \Delta I_{бэ}) | U_{кэ} = \text{const.} \quad (6.4)$$

Він називається диференціальним коефіцієнтом посилення транзистора по струму або коефіцієнтом передачі по струму. Значення диференціального h_{21} і статичного $\beta_{ст}$ коефіцієнтів підсилення по струму досить близькі.

Параметр h_{12} у схемі із загальним емітером визначається як відношення приросту напруги база-емітер до викликав його приросту напруги колектор-емітер при фіксованому значенні струму бази:

$$h_{12} = (\Delta U_{бэ} / \Delta U_{кэ}) | I_{бэ} = \text{const.} \quad (6.5)$$

Він характеризує вплив вихідного ланцюга транзистора на вхідні ланцюг внаслідок наявної внутрішнього зворотного зв'язку між ними і називається коефіцієнтом зворотного зв'язку по напрузі.

Параметр h_{22} у схемі із загальним емітером визначається як відношення збільшення струму колектора до викликав його приросту напруги колектор-емітер при фіксованому значенні струму бази:

$$h_{22} = (\Delta I_{кэ} / \Delta U_{кэ}) | I_{бэ} = \text{const.} \quad (6.6)$$

Він має сенс і розмірність диференціальної вихідної провідності, зворотної вихідного опору транзистора в режимі малого сигналу.

Зазначені параметри біполярних транзисторів можуть бути легко визначені на основі їх ВАХ.

Коефіцієнт підсилення по напрузі, згідно з визначенням, дорівнює відношенню вихідної і вхідної напруги:

$$k_U = (\Delta U_{кв} / \Delta U_{бв}). \quad (6.7)$$

Напруга база-емітер не перевищує десятих доль вольта, а напруга колектор-емітер може досягати величини одиниць або десятків вольт. Тому k_U може приймати значення від десятків до сотень.

У відповідності зі схемою Рисунок – 6.4 можуть бути побудовані і виміряні динамічні вхідні і вихідні характеристики каскаду $I_K = f(U_{ке}) | E_K = \text{Const}, I_B = f(U_{бе}) | E_K = \text{const}$. Вихідна динамічна характеристика описується рівнянням $I_K = (E_K - U_{ке}) / R_K$ і називається також навантажувальною прямою або навантажувальною характеристикою (Рисунок – 6.4, б). Динамічні характеристики використовуються для вибору режиму роботи транзистора по постійному струму і графічного визначення значень його струмів і напружень при додатку вхідної змінної напруги або струму.

Перейдемо до розгляду характеристик і параметрів транзистора включеного по схемі з загальною базою (Рисунок – 6.5). Використовуючи співвідношення між струмами і напругами БТ в схемах включення з загальним емітером і із загальною базою: $I_e = I_K + I_B$, $U_{кб} = U_{ке} - U_{бе}$, можна по ВАХ транзистора в схемі із загальним емітером побудувати його ВАХ в схемі включення із загальною базою.

Вхідні характеристики встановлюють зв'язок між струмом емітера і напругою емітер-база при фіксованих значеннях напруги колектор-база $I_e = f(U_{еб}) | U_{кб} = \text{const}$. При $U_{кб} = 0$ характеристика йде з початку координат, так як за відсутності напруги відсутня і струм. При $U_{кб} > 0$ характеристика зрушується вліво, так як протікає невеличкий початковий струм емітера $I_{еп}$. Характеристики для різних $U_{кб}$ розташовані близько один до одного, так як основне падіння напруги $U_{кб}$ зосереджено на колекторному переході.

Сімейство вихідних ВАХ, що показує залежність вихідного струму колектора від напруги колектор-база, знімається при різних токах емітера $I_K = f(U_{кб}) | I_e = \text{const}$ (Рисунок – 6.6, б).

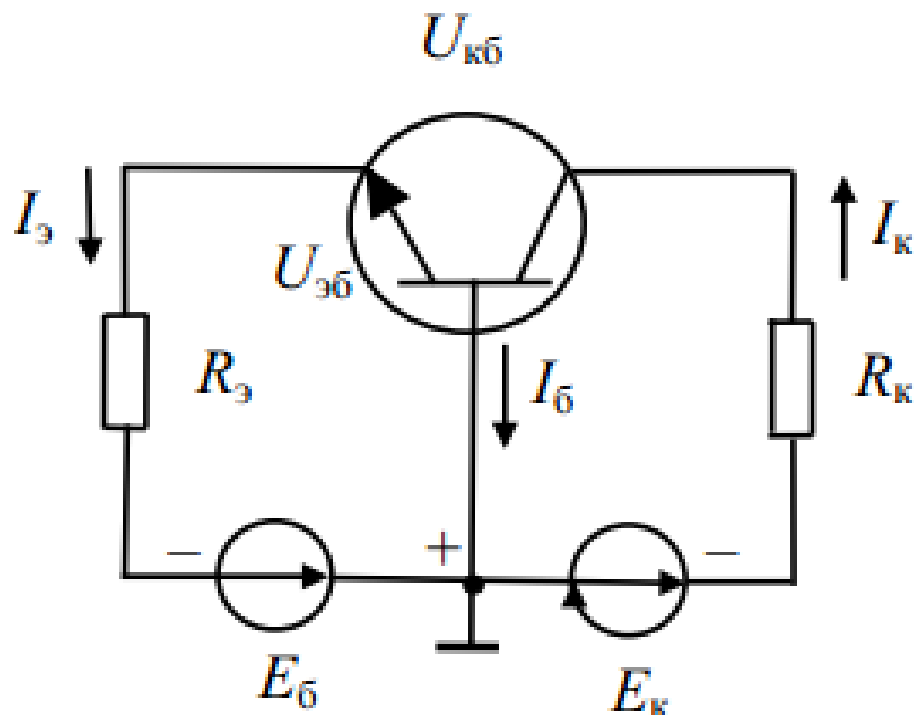


Рисунок – 6.5. Включення біполярного транзистора п-р-п-типу за схемою із загальною базою

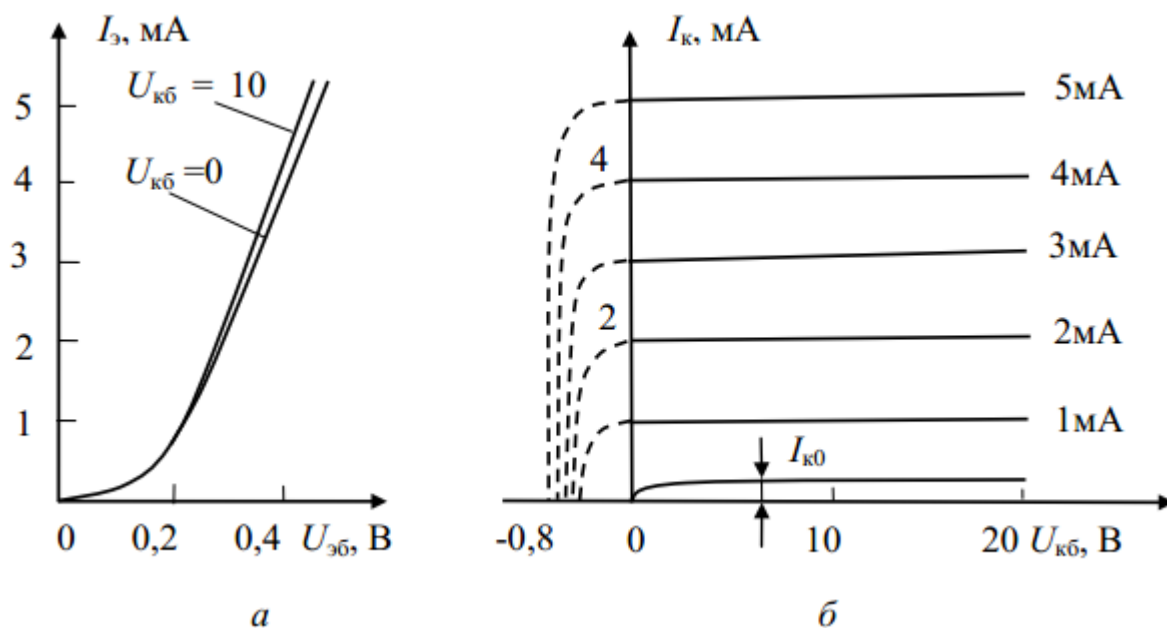


Рисунок – 6.6. Вхідні (а) і вихідні (б) ВАХ біполярного транзистора n-p-n-типу в схемі із загальною базою

Відповідні цій схемі включення h-параметри транзистора визначаються таким чином:

$$\begin{aligned}
 h_{11(\text{об})} &= (\Delta U_{\text{эб}} / \Delta I_3) | U_{\text{кб}} = \text{const}; \\
 h_{12(\text{об})} &= (\Delta U_{\text{эб}} / \Delta U_{\text{кб}}) | I_3 = \text{const}; \\
 h_{21(\text{об})} &= (\Delta I_{\text{к}} / \Delta I_3) | U_{\text{кб}} = \text{const}; \\
 h_{22(\text{об})} &= (\Delta I_{\text{к}} / \Delta U_{\text{кб}}) | I_3 = \text{const}.
 \end{aligned}$$

У табл. 6.1. наведені значення h-параметрів для схем включення СБ і СЕ.

Таблица 6.1

Значення h-параметрів для схем включення СБ і СЕ		
Параметр	Схема СЕ	Схема СБ
h_{11}	Сотні Ом - одиниці кілоом	Одиниці - десятки Ом
h_{12}	$10^{-3}-10^{-4}$	$10^{-3}-10^{-4}$
h_{21}	Десятки – сотні	0,95-0,98
$1/h_{22}$	Одиниці - десятки кілоом	Сотні кілоом - одиниці мегаом

З таблиці випливає, що в обох схем включення є істотний недолік - мале вхідний опір. Саме для подолання цієї недоліку, застосовується схема включення із спільним колектором (Рисунок – 6.6).

Особливістю схеми ОК є те, що опір навантаження включено в ланцюг емітера і падіння напруги, що виникає на опорі навантаження, повністю передається на вхід, тобто існує сильна негативний зворотний зв'язок. Звідси випливає друга назва даної схеми - емітерний повторювач. Вхідна напруга схеми є сумою напруг база-емітер і вихідної напруги. Вхідна опір схеми ОК може досягати десятків - сотень кіло.

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{б}} = (U_{\text{бэ}} + U_{\text{вых}}) / I_{\text{б}}. \quad (6.8)$$

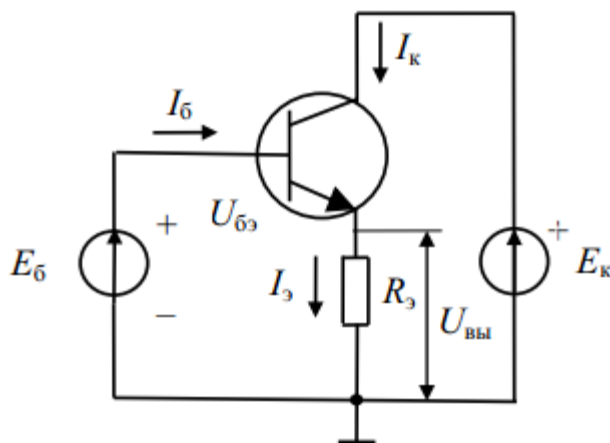
Відношення $U_{\text{бэ}} / I_{\text{б}}$ є вхідний опір схеми із загальним емітером, яке може досягати значення одиниць кіло. А так як вихідна напруга в десятки разів більше напруги база-емітер, то і вхідний опір в десятки разів перевищує опір схеми ОЕ.

Коефіцієнт посилення по струму схеми ОК майже такий же, як у схемі з ОЕ, тобто дорівнює кільком десяткам. Дійсно, для даної схеми можна записати

$$k_i = I_3 / I_{\text{б}} \quad (6.9)$$

Коефіцієнт посилення по напрузі близький до одиниці, але завжди менше її:

$$K_U = U_{\text{ввых}} / (U_{\text{бэ}} + U_{\text{ввых}}) < 1. \quad (6.10)$$



До основних граничних параметрів БТ відносяться максимально допустима напруга колектор-емітер $U_{\text{ке.мах}}$, максимальний постійний струм колектора $I_{\text{к.мах}}$ і максимальна потужність, що розсіюється на колекторі $P_{\text{к.мах}}$. За певних застосуваннях БТ необхідно враховувати і гранично допустиме значення зворотної напруги переходу емітер-база $U_{\text{еб.мах}}$, також приводиться в довідкових даних.

ЛЕКЦІЯ 7. Активний режим роботи біполярного транзистора

План лекції

7.1. Режим роботи на постійному струмі.

7.2. Режим роботи на змінному струмі.

7.1. Режим роботи на постійному струмі.

Біполярні транзистори застосовуються для посилення електричних сигналів. Найбільше поширення для посилення сигналів змінного струму отримала схема із загальним емітером. На Рисунок – 7.1 наведена схема резистивного посилюючого каскаду з ОЕ на основі БТ n-p-n-типу.

Крім активного елементу (БТ), схема містить джерело живлення ланцюга колектора $E_{\text{к}}$, джерело зміщення ланцюга бази $E_{\text{б}}$, резистор навантаження $R_{\text{к}}$, резистор зміщення $R_{\text{б}}$ і конденсатор $C_{\text{р}}$, що розділяє вхідні кола постійного і змінного струмів. Через розділовий конденсатор до входу каскаду підключається джерело посиленої змінної напруги $U_{\text{вх}}$. У практичних схемах використовуються різні способи завдання зміщення, в тому числі від загального джерела живлення $E_{\text{к}}$, різні способи термостабілізації режиму роботи та зв'язку з джерелом сигналу, в тому числі гальванічної. У схемі посилення активний елемент, керований вхідним струмом, перетворює енергію джерела живлення в енергію корисних підсилюються сигналів, що виділяються на опорі навантаження.

Каскад із загальним емітером дає велике посилення по струму, по напрузі і потужності і інвертує фазу сигналу.

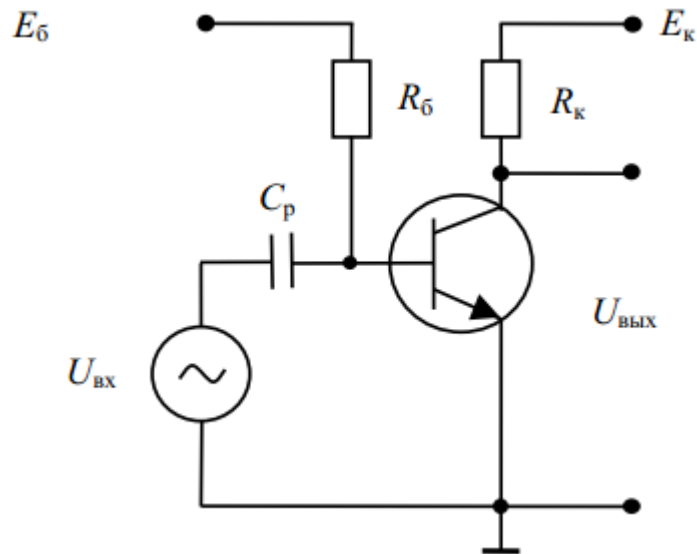


Рисунок – 7.1. Типова схема підсилювального каскаду з загальним емітером

Наочне уявлення про підсилювальні властивості біполярного транзистора дає графоаналітичний метод розрахунку та аналізу підсилювальних каскадів. Графоаналітичний метод дозволяє визначити змінні складові струмів і напруг транзистора з урахуванням його нелінійних властивостей, вибрати і поставити необхідний режим роботи транзистора по постійному струму. Він ґрунтується на використанні сімейств статичних вхідних і вихідних характеристик транзистора.

При цьому на сімействі статичних вихідних характеристик (Рисунок – 7.2, а) будується динамічна вихідна характеристика, звана також лінією навантаження або навантажувальної характеристикою.

Вона встановлює зв'язок між струмом колектора I_k і напругою колектор-емітер $U_{ке}$ транзистора при заданому опорі навантаження R_k і ЕРС (напрузі) джерела живлення E_k :

$$I_k = (E_k - U_{кз}) / R_k. \quad (7.1)$$

Побудова лінії навантаження виробляється по точках її перетину з осями координат. При $I_k = 0$ отримуємо $U_{ке} = E_k$, відкладаємо на осі напруг значення E_k , отримуємо точку М. При $U_{ке} = 0$ отримуємо $I_k = E_k / R_k$, відкладаємо це значення по осі струмів, отримуємо точку N. поєднуючи ці точки прямою, отримуємо лінію навантаження.

7.2. Режим роботи на змінному струмі.

Потім на ній вибираємо робочу ділянку. Наприклад, для отримання великих вихідних потужностей і малих спотворень сигналу слід взяти робочий ділянку АБ. За проєкціям робочої ділянки на осі координат визначаємо подвійні амплітуди першої гармоніки змінних складових вихідної напруги $2U_{ке м}$ і вихідного струму $2I_{к м}$. Після цього можна знайти вихідну потужність:

$$P_{ввых} = 0,5 \cdot I_{к м} \cdot U_{кз м}. \quad (7.2)$$

На Рисунок – 7.2, а заштрихований так званий трикутник корисної потужності. Його гіпотенузою є робочий ділянку АБ, а катетами - відповідно подвійні амплітуди струму $2I_{к м}$ і напруги $2U_{ке м}$. Неважко вирахувати, що площа трикутника відповідає учетверенній корисній потужності $2I_{к м} \cdot U_{ке м}$. У цьому випадку робоча точка Т на лінії навантаження відповідає струму бази $I_b(0)$, середньому по відношенню до струмів бази в точках А і Б. Робоча точка Т визначає амплітуду першої гармоніки вхідного струму $I_{б м}$ як половину різниці струмів бази, відповідних точкам А і Б. Проєкції робочої точки на осі

координат визначають постійне значення струму колектора $I_k(0)$ і напруги $U_{ке}(0)$ в режимі спокою.

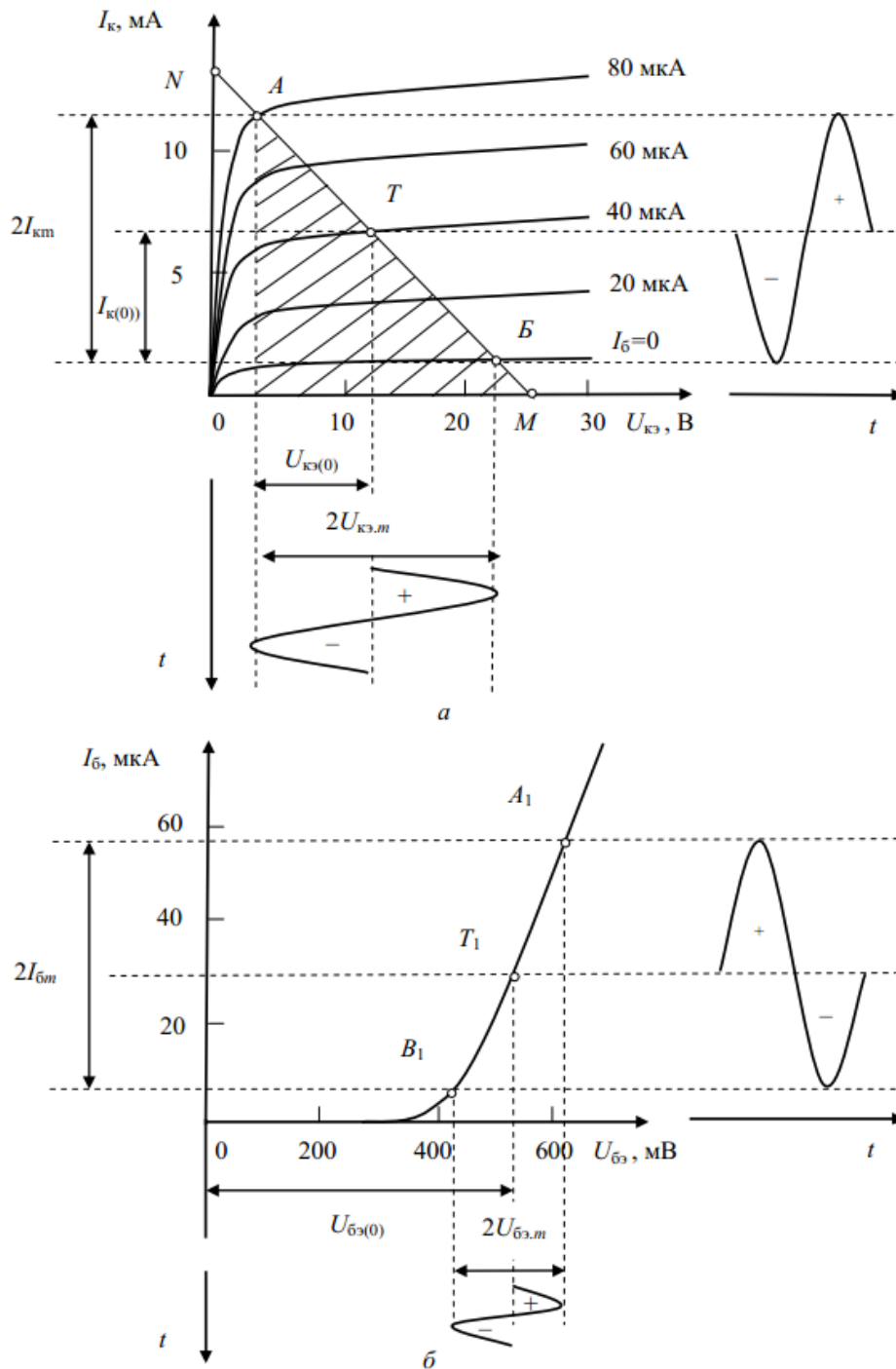


Рисунок – 7.2. До графоаналітичним методом розрахунку та аналізу підсилювального каскаду на біполярному транзисторі

Якщо є сімейство вхідних характеристик транзистора, то можна побудувати вхідну динамічну характеристику шляхом перенесення на це сімейство точок вихідної динамічної характеристики.

На цю характеристику переносяться точки А, Т і Б і виходять точки А₁, Т₁ і Б₁ (Рисунок – 7.2, б). Проекція робочої ділянки А₁Б₁ на вісь напруг дає подвійну амплітуду вхідної напруги 2U_{бэ м}.

Знаючи I_{б м} і U_{бэ м}, можна розрахувати вхідний опір R_{вх} і вхідну потужність за формулами:

$$P_{\text{вх}} = 0,5 \cdot I_{\text{б м}} \cdot U_{\text{бэ м}} \quad (7.3)$$

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{бэ м}} / I_{\text{б м}} \quad (7.4)$$

Робоча точка T_1 визначає також постійна напруга бази $U_{\text{бэ}}(0)$. Вважаючи, що постійна складова струму бази в режимі посилення дорівнює $I_{\text{б}}(0)$, можна розрахувати опір резистора зміщення в ланцюзі бази $R_{\text{б}}$, через який від джерела $E_{\text{б}}$ подається постійна напруга на базу:

$$R_{\text{б}} = (E_{\text{б}} - U_{\text{бэ}(0)}) / I_{\text{б}(0)} \quad (7.5)$$

Коефіцієнти посилення каскаду по напрузі, струму та потужності можна розрахувати відповідно до їх визначеннями:

$$K_I = I_{\text{к м}} / I_{\text{б м}}; \quad K_U = U_{\text{кэ м}} / U_{\text{бэ м}}; \quad K_P = K_I \cdot K_U \quad (7.6)$$

Біполярні транзистори можуть працювати як в активній області ВАХ без відсічення струму (у класі А), так і в активній області з відсіченням струму (наприклад, у класі В). При роботі в ключовому режимі (клас D) використовується також область насичення ВАХ.

ЛЕКЦІЯ 8. Тиристри й Симістри

План лекції

- 8.1. Структура і принцип дії тиристорів і симісторів. Характеристики і параметри.
- 8.2. Застосування тиристорів.

11.1. Структура і принцип дії тиристорів і симісторів. Характеристики і параметри.

Тиристри є перемикаючими приладами. Їхня назва походить від грецького слова *thyra* (тиру), що означає «двері», «вхід».

Структура діодного тиристора (динистора) р-п-р-п показана на Рисунок – 8.1, а. Як видно, він має три р-п-переходу, причому два з них (Π_1 і Π_3) зміщені в прямому напрямку, а середній перехід Π_2 – зміщений в зворотному напрямку. Крайню область р називають анодом, а крайню область п- катодом.

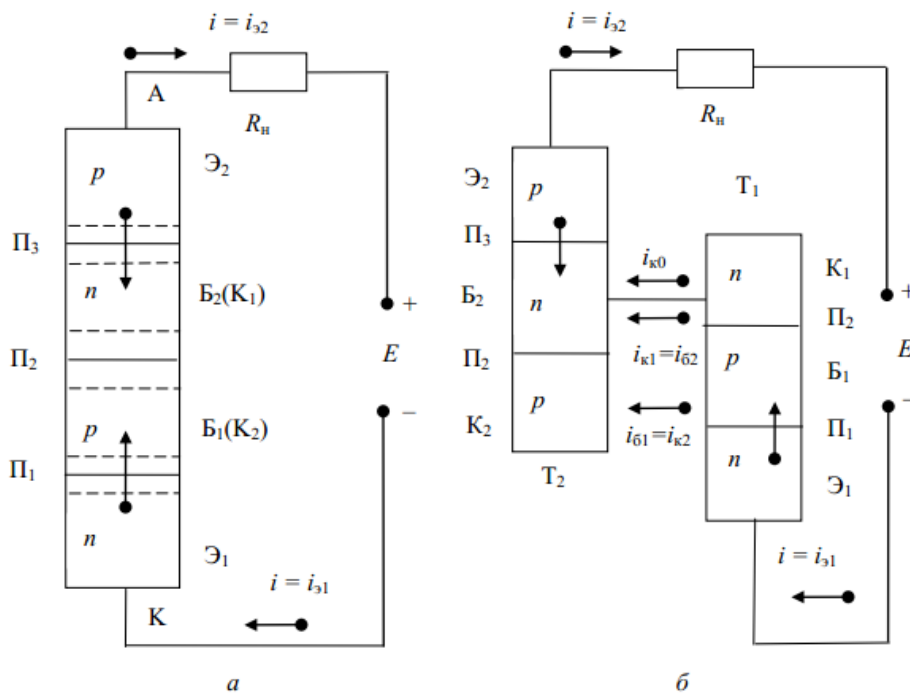


Рисунок – 8.1. Структура діодного тиристора (а) і його еквівалентна схема у вигляді двох транзисторів (б)

Тиристор можна представити у вигляді еквівалентної схеми (моделі), складається з двох транзисторів T_1 і T_2 типу n-p-n і p-n-p, з'єднаних так, як показано на Рисунок – 11.1, б. Виходить, що переходи Π_1 і Π_3 є 5бмітер ний переходами цих транзисторів, а перехід Π_2 працює в обох транзисторах як колекторного переходу. Область бази B_1 транзистора T_1 одночасно є колекторної областю K_2 транзистора T_2 , а область бази B_2 транзистора T_2 одночасно служить колекторної областю K_1 транзистора T_1 . Відповідно до цього колекторний струм першого транзистора I_{k1} є струмом бази другого транзистора i_{b2} , а струм колектора другого транзистора I_{k2} являє собою струм бази i_{b1} першого транзистора. Схема з двох транзисторів за своїми властивостями співпадає з доданими тиристором. Сучасні тиристири роблять, як правило, з кремнію із застосуванням планарної технології. Концентрація домішки в базових (середніх) областях значно менше, ніж в 5бмітер ний (крайніх) областях.

Фізичні процеси в тиристорі можна уявити собі таким чином. Якби був тільки один перехід Π_2 , що працює при зворотному напрузі, то існував би лише невеликий зворотний струм, викликаний переміщенням через перехід неосновних носіїв, яких мало. Але, як відомо, в транзисторі може бути отриманий великий колекторний струм, є зворотним струмом колекторного переходу, якщо в базу транзистора з боку емітерного переходу інжиктуються у великій кількості неосновних носіїв. Чим більша пряма напруга на емітерному переході, тим більше цих носіїв приходить до колекторного переходу, тим більше стає струм колектора. Напруга на колекторному переході, навпаки, стає менше, тому що при більшому струмі зменшується опір колекторного переходу і зростає падіння напруги на навантаженні, включеною в ланцюг колектора. Так, наприклад, в схемах перемикання транзистор перекладається у відкрите стан (в режим насичення) шляхом подачі на його 5бмітер ний перехід відповідного прямої напруги. При цьому струм колектора досягає максимального значення, а напруга між колектором і базою знижується до десятих часток вольт.

Щось подібне виходить і в тиристорі. Через переходи Π_1 і Π_3 , працюють в прямому напрямку, в області, що примикають до переходу Π_2 , інжиктуються неосновні носії, які зменшують опір переходу Π_2 . Вольт-амперна характеристика тиристора, представлена на Рисунок – 11.2, показує, що відбувається в тиристорі при підвищенні прикладеної до нього напруги. Спочатку струм невеликий і росте повільно, що відповідає ділянці ОА характеристики. У цьому режимі тиристор можна вважати закритим («замкненим»). На опір колекторного переходу Π_2 впливають два взаємно протилежних процеси.

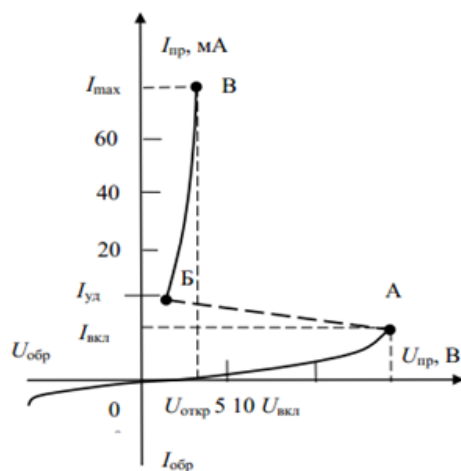


Рис.8.2 Вольт-амперна характеристика діодного тиристора

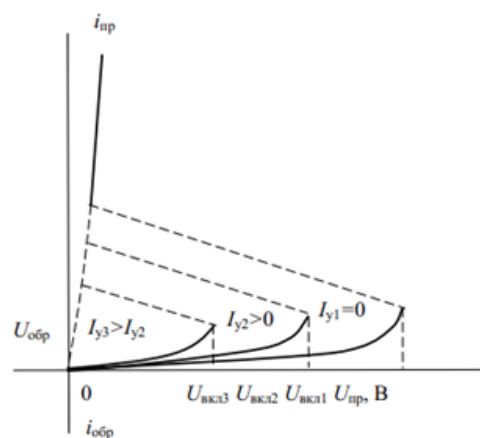


Рис.8.3 Вольт-амперна характеристика тріодного тиристора

З одного боку, підвищення зворотної напруги на цьому переході збільшує його опір, тому що під впливом зворотної напруги основні носії йдуть в різні боки від кордону, тобто перехід Π_2 все більше збіднюється основними носіями. Але, з іншого боку, підвищення прямих напруг на 57 мітер ний переходах Π_1 і Π_3 посилює інжекції носіїв, які підходять до переходу Π_2 , збагачують його і зменшують його опір. До точки А перевага має перший процес і опір зростає, але все повільніше і повільніше, тому що поступово посилюється другий процес. Близько точки А при певній напрузі (десятки або сотні вольт), званою напругою включення $U_{вкл}$, вплив обох процесів врівноважується, а потім навіть мізерно мале підвищення напруги створює перевагу другому процесу і опір переходу Π_2 починає зменшуватися. Тоді виникає лавиноподібний процес швидкого відмикання тиристора. Цей процес пояснюється наступним чином.

Струм різко, стрибком, зростає (ділянка АБ на характеристиці), так як збільшення напруги на Π_1 і Π_3 зменшує опір Π_2 і напруга на ньому, за рахунок чого ще більше зростають напруги на Π_1 і Π_3 , а це, в свою чергу, призводить до ще більшого зростання струму, зменшення опору Π_2 і т. д. В результаті такого процесу встановлюється режим, що нагадує режим насичення транзистора: великий струм при малому напрузі (ділянка БВ). Струм в цьому режимі, коли прилад відкритий («відімкненого»), визначається головним чином опором навантаження R_n , включеної послідовно з приладом. За рахунок виник великого струму майже вся напруга джерела живлення падає на навантаженні R_n .

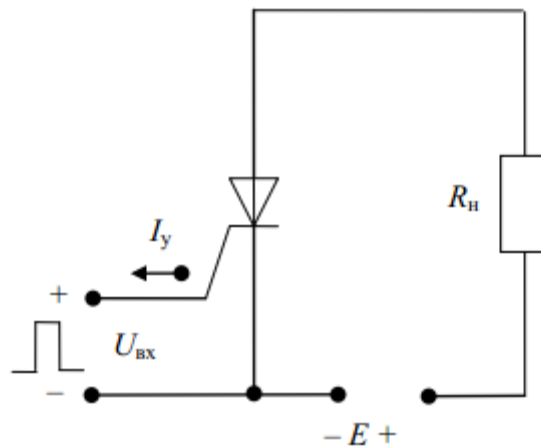


Рисунок – 8.4 Схема включення тріодного тиристора

У відкритому стані внаслідок накопичення великих зарядів близько переходу Π_2 напруга на ньому пряма, що, як відомо, характерно для колекторного переходу в режимі насичення. Тому повна напруга на тиристорі складається з трьох невеликих прямих напруг на переходах і чотирьох також невеликих падінь напруг в n-і р- областях. Так як кожна з цих напруг складає доли вольта, то загальну напругу на відкритому тиристорі зазвичай не перевищує кількох вольт і, отже, тиристор в цьому стані має малий опір.

Процес стрибкоподібного перемикавання тиристора із закритого стану у відкрите можна ще дуже просто пояснити математично. З еквівалентної схеми на Рисунок – 8.1 видно, що струм тиристора i є струмом першого емітера i_{e1} або струмом другого емітера i_{e2} . Інакше струм i можна розглядати як суму двох колекторних струмів I_{k1} і I_{k2} , рівних відповідно $\alpha_1 i_{e1}$ і $\alpha_2 i_{e2}$, де α_1 і α_2 – коефіцієнти передачі емітерного струму транзисторів T_1 і T_2 . Крім того, до складу струму i входить ще початковий струм колекторного переходу I_{k0} . Таким чином, можна написати $i = \alpha_1 i_{e1} + \alpha_2 i_{e2} + I_{k0}$ або (враховуючи, що $i_{e1} = i_{e2} = i$)

$$i = \alpha_1 i + \alpha_2 i + i_{k0}. \quad (8.1)$$

Вирішуючи це рівняння щодо i , знаходимо:

$$i = i_{к0} / (1 - (\alpha_1 + \alpha_2)). \quad (8.2)$$

Проаналізуємо отриманий вираз. При малих струмах α_1 і α_2 значно менше одиниці, і сума їх також менше одиниці. Тоді в Відповідно до формули (11.2) струм i виходить порівняно невеликим. З збільшенням струму значення α_1 і α_2 ростуть, і це призводить до зростання струму.

При деякому струмі, що є струмом включення $I_{вкл}$, сума $\alpha_1 + \alpha_2$ стає рівною одиниці і струм i зріс би до безкінечності, якби його не обмежувало опір навантаження. Саме таке прагнення струму і необмежено зростати вказує на стрибкоподібне наростання струму, тобто на відмикання тиристора. Діодний тиристор характеризується максимальним допустимим значенням прямого струму I_{max} (точка В на Рисунок – 8.2), при якому на приладі буде невелика напруга $U_{откр}$. Якщо ж зменшувати струм через прилад, то при деякому значенні струму, званому утримує струмом $I_{уд}$ (точка Б), струм різко зменшується, а напруга різко підвищується, тобто прилад переходить стрибком назад в закритий стан, відповідне ділянці характеристики ОА. При зворотній напрузі на тиристорі характеристика виходить такий же, як для зворотного потоку звичайних діодів, оскільки переходи Π_1 і Π_2 будуть під зворотною напругою.

Характерними параметрами діодних тиристорів є також час включення $t_{вкл}$, час виключення $t_{вкл}$, загальна ємність $C_{общ}$, максимальні значення імпульсного прямого струму $I_{имп.мах}$ і зворотної напруги $U_{обр.мах}$. Час включення тиристорів зазвичай не більше одиниць мікросекунд, а час виключення, пов'язане з рекомбінацією носіїв, доходить до десятків мікросекунд. Тому тиристори можуть працювати тільки на порівняно низьких частотах. Якщо від однієї з базових областей зроблений висновок, то виходить керований перемикаючий прилад, званий тріодним тиристором або тріністором. Подаючи через цей висновок пряма напруга на перехід, що працює в прямому напрямку, можна регулювати значення $U_{вкл}$. Чим більше струм через такий керуючий перехід I_y , тим нижче $U_{вкл}$.

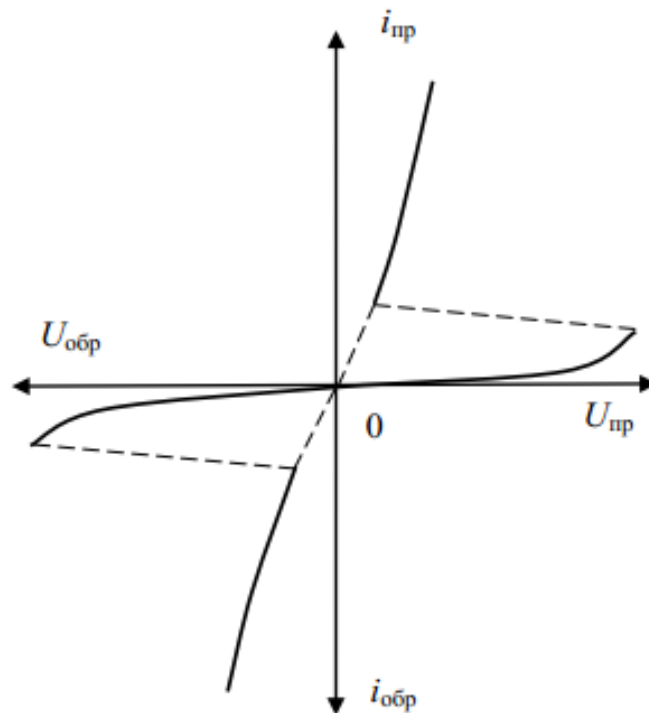
Ці основні властивості тріодної тиристора наочно відображаються його вольт-амперних характеристиками, наведеними на Рисунок – 8.3 для різних струмів керуючого електрода I_y . Чим більше цей струм, тим сильніше інжекція носіїв від відповідного емітера до середнього колекторному переходу і тим меншу напругу на тиристор, для того щоб почався процес відмикання приладу. Найбільш високе $U_{вкл}$ виходить за відсутності струму керуючого електрода, коли тріодний тиристор перетворюється в діодний. Навпаки, при значному струмі I_y характеристика тріодної тиристора наближається до характеристики прямого струму звичайного діода.

Найпростіша схема включення тріодної Тиристора показана на Рисунок – 8.4. На цій схемі дано умовне графічне позначення тиристора з висновком від р-області. Подібний тиристор називають тиристором з керуванням по катоду, так як керуючим електродом є базова область р, найближча до катодного області п. При подачі імпульсу прямої напруги через вивід керуючого електрода на емітерний перехід тріодний тиристор відмикається, якщо, звичайно, напруги джерела Е достатньо.

Параметри у тріодних тиристорів такі ж, як у діодних. Додаються лише величини, що характеризують керуючу ланцюг.

Звичайні тріодних тиристори не замикаються за допомогою керуючої ланцюга, і для замикання необхідно зменшити струм в тиристорі до значення нижче $I_{уд}$. Проте розроблені і застосовуються так звані замикаються тріодних тиристори, які запираються при подачі через керуючий електрод короткого імпульс зворотної напруги на емітерний перехід. Розроблено також симетричні тиристори або симістори, наявними структуру п-р-п-р-п або р-п-р п-р, які відмикаються при будь-який полярності напруги і проводять струм в обидва напрямки (Рисунок – 8.5). На Рисунок – 11.6 зображена структур симетричного

тиристора. І цього малюнка видно, що при полярності напруги показаної знаками «+» і «-» Без дужок, працює лева половина приладу (направлені руху електронів позначено



стрілками).

Рисунок – 8.5. Вольт-амперна характеристика симетричного тиристора

При зворотній полярності, показаної знаками в дужках, струм йде в зворотному напрямі через праву половину приладу. роль симетричного тиристора можуть виконати дві діодних тиристора, включені паралельно (Рисунок – 8.6, б). Керовані симетричні тиристри мають висновки від відповідних базових областей. Умовні графічні позначення різних тиристорів наведені на Рисунок – 8.7.

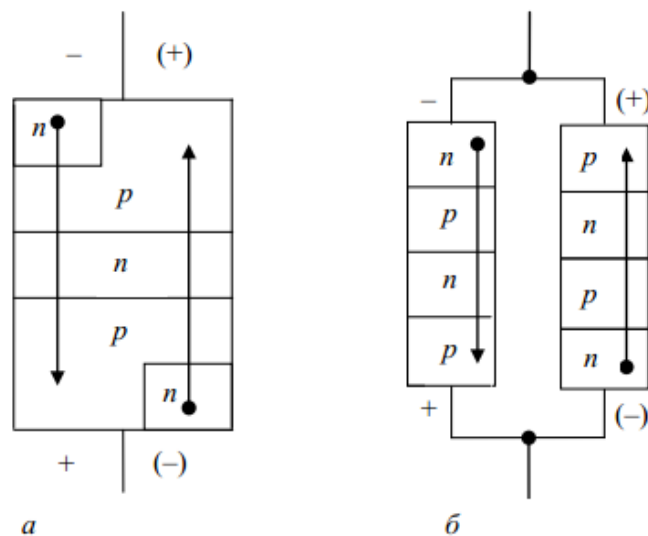


Рисунок – 8.6. Структура симетричного тиристора (а) і заміна симетричного тиристора двома діодними тиристорами (б)

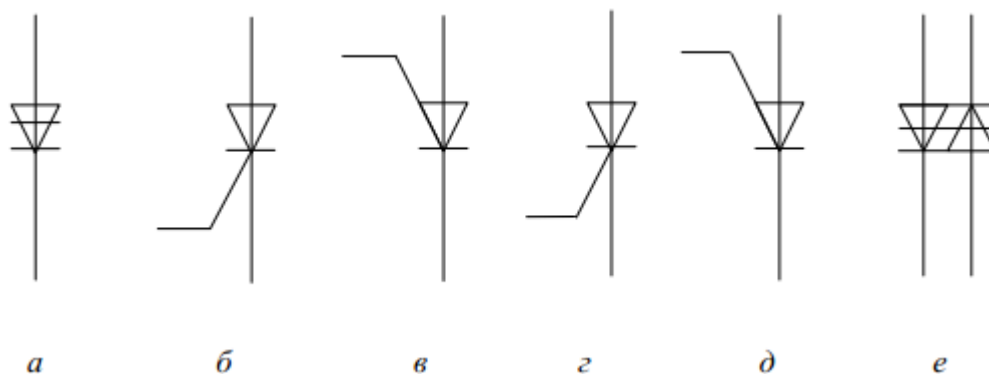


Рисунок – 8.7. Умовні графічні позначення різних тиристорів: а - діодний тиристор, б і в - незапіраємі тріодні тиристири з висновком від р-ї n-областей, г і д - замикаються тріодні тиристири з висновком від р-ї n-областей, е - симетричний тиристор

8.2. Застосування тиристорів.

Тріодні тиристири знайшли дуже широке застосування в різних схемах радіоелектроніки, автоматики, промислової електроніки. Приклад використання тріодної (або діодного) тиристора в найпростішій схемі генератора імпульсної пилоподібної напруги дано на Рисунок – 8.8. Від джерела E через резистор R порівняно повільно заряджається конденсатор C . Поки напруга U_c на конденсаторі невелика, тріодний тиристор знаходиться в закритому стані. Але коли U_c стане рівне напрузі включення $U_{вкл}$, тиристор відмикається, і конденсатор швидко розряджається через нього, так як у відкритому стані тиристор має мале опір. Наприкінці розряду конденсатора струм через тиристор знижується до значення утримує струму і тиристор замикається. Після цього знову повторюється заряд конденсатора, потім його розряд через тиристор і т. д. Графік напруги, одержуваного на конденсаторі, зображений на тому ж Рисунок – 8.8. Обмежувальний резистор $R_{огр}$ включений для того, щоб струм в тиристорі не перевищив максимального значення. Чим більше R і C , тим повільніше відбувається заряд і тим нижче частота отриманої напруги. Його амплітуда визначається значенням $U_{вкл}$ і може регулюватися

змінюючи напругу керуючого електрода U_y . Зазвичай в ланцюг управління також включають резистор для обмеження струму.

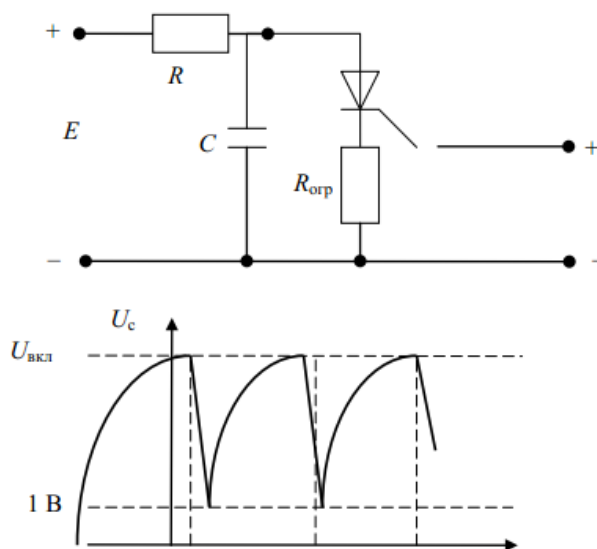


Рисунок – 8.8. Генератор пилоподібної напруги з тиристором

У розглянутому генераторі форма пилоподібної напруги для багатьох випадків незадовільна, так як наростання напруги відбувається по експоненті. Щоб отримати

лінійне зростання напруги, треба зробити струм заряду конденсатора постійним. Для цього замість резистора R можна включити транзистор за схемою із загальною базою, а тоді, як відомо, при зміні напруги $U_{кб}$ струм колектора майже не змінюється.

Представляє інтерес застосування тріодних тиристорів в генераторах синусоїдальних коливань. У таких генераторах тиристор працює як ключ і підключає з потрібною частотою джерело живлення до коливального контуру. Тому коливання в цьому контурі стають незатухаючими, а сам тиристор управляється напругою від коливального контуру. Тиристорні генератори володіють високим ККД, так як на самому тиристорі у відкритому стані падіння напруги незначно. Але внаслідок інерційності процесів включення і виключення особливо тиристора подібні генератори можуть працювати тільки на порівняно низьких частотах. Як правило, тиристори випускаються на великі струми і тиристорні генератори можна побудувати на значно більші потужності, ніж генератори з транзисторами.

Крім розглянутих, існують ще діодні і тріодні тиристори, які проводять струм у зворотному напрямку. Структура їх така, що з електродами тиристора мають контакт не тільки крайній емітерній ній області, а й середні базові. Тому при подачі зворотної напруги між електродами діє тільки одна пряма напруга середнього переходу, тобто тиристор буде у відкритому стані.

ЛЕКЦІЯ 9. ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

План лекції

9.1. Класифікація польових транзисторів (ПТ). Принцип дії польового транзистора.

9.2. Структура і принцип дії ПТ з керуючим р-n-переходом і бар'єром Шоттки.

Статичні ВАХ і параметри в схемі із загальним витоком.

9.1. Класифікація польових транзисторів. Принцип дії польового транзистора.

Польовим транзистором називається напівпровідниковий прилад, управління струмом якого заснована на залежності електричного опору струмопровідного шару від напруженості поперечного електричного поля.

Напівпровідниковий прилад (Рисунок – 9.1), що нагадує сучасний МОП-транзистор (транзистор із структурою метал-окисел-напівпровідник), здатний підсилювати електричні коливання, був запатентований американським дослідником Юліусом Лалієнфельдом в 1925 р.

У. Шоклі і А. Пірсоном були проведені досліди, в яких напівпровідником служив германій, а діелектриком - тонка пластинка слюди. Дослідження привели до негативного результату, так як лише $\sim 10\%$ наведеної у поверхні напівпровідника заряду брало участь в модуляції провідності. В даний час відомо, що причиною цього є поверхневий стану в напівпровіднику (рівні Тамма).

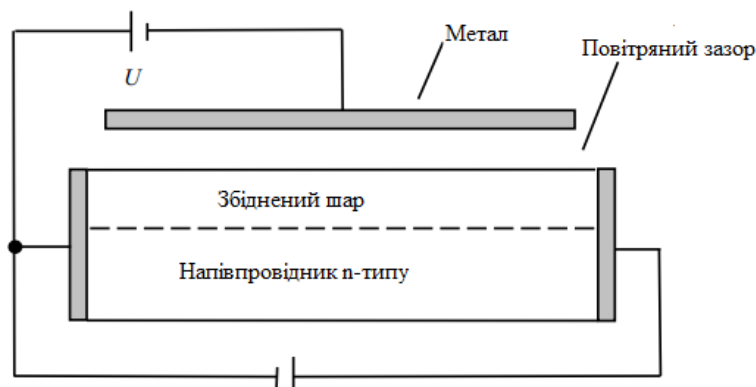


Рисунок – 9.1. Конструкція приладу, запатентованого Ю. Лалієнфельдом

Винахід біполярного транзистора в 1948 р. не припинило спроб створити польовий транзистор. Перше успішне рішення було запропоновано У. Шоклі в 1952 р. Він

запропонував створювати р-п-перехід в глибині пластини, де немає поверхневих станів і, подаючи на нього зворотна напруга, модулює опір напівпровідникового шару.

Польові транзистори є уніполярними приладами, тому що в них використовуються тільки основні носії заряду - електрони або, або дірки.

Шар напівпровідника, в якому протікає струм, називається каналом. Електричне поле, що впливає на потік носіїв, створюється з допомогою розташованого над каналом металевго електрода, званого затвором.

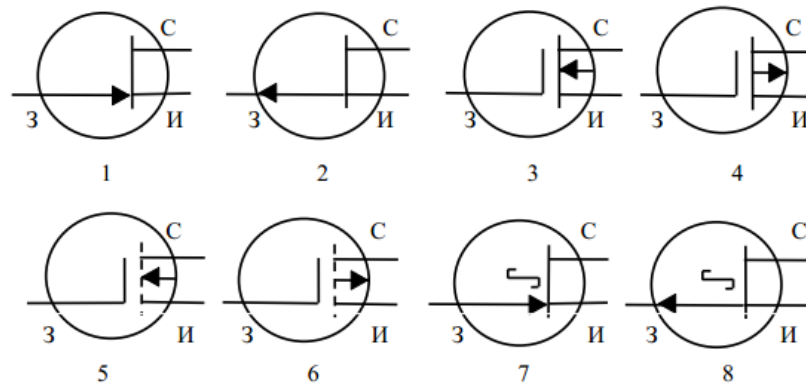


Рисунок – 9.2. Умовні позначення різних типів польових транзисторів: (І - витік, С - сток, З - затвор): 1, 2 - транзистори з керуючим р-п-переходом (1 - з n-каналом, 2 - з р-каналом), 3, 4 - МОП-транзистори з вбудованим каналом (відповідно з n-каналом і р-каналом), 5, 6 - МОП-транзистори з індукованим каналом (з n-каналом і р-каналом); 7, 8 - транзистори з бар'єром Шоттки (7 - з n-каналом, 8 - з р-каналом)

В даний час існують три основних різновиди польових транзисторів: польові транзистори з керуючим р-п-переходом; польові транзистори зі структурою метал-окисник-напівпровідник або МОП-транзистори; польові транзистори з бар'єром Шоттки (ПТШ).

Умовні позначення різних різновидів польових транзисторів на електричних схемах наведено на Рисунок – 9.2.

12.2. Структура і принцип дії польового транзистора з керуючим р-п-переходом і польового транзистора з бар'єром Шоттки.

Структура польового транзистора з керуючим р-п-переходом показана на Рисунок – 12.3.

На підкладці з р-кремнію створюється тонкий шар напівпровідника n-типу, що виконує функції каналу. На кінцях каналу знаходяться сильно леговані n +-області, звані виток і сток відповідно, за допомогою яких канал включається в ланцюг керованого струму. Під металевим електродом затвора знаходиться р +-шар, утворить з каналом р-п-перехід.

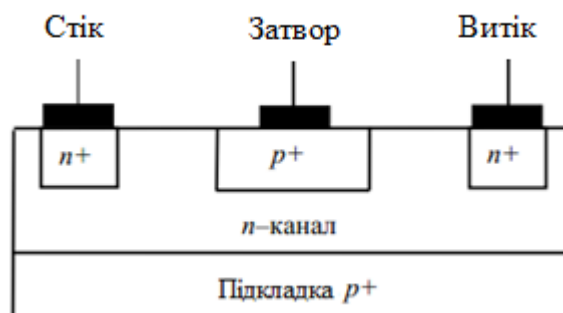


Рисунок – 9.3. Структура польового транзистора з керуючим р-п-переходом

Польові транзистори з бар'єром Шоттки, структура яких показана на Рисунок – 9.4, мають принцип дії такий же, як транзистори з керуючим р-п-переходом. Тому нижче розглядаються польові транзистори з керуючим р-п-переходом.

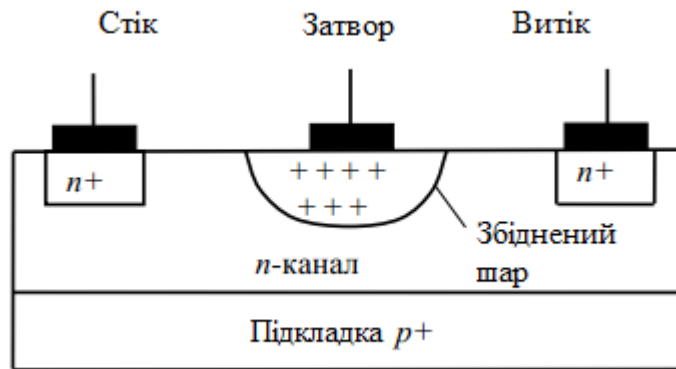


Рисунок – 9.4. Структура польового транзистора з бар'єром Шоттки

Прикладаючи до затвора зворотну напругу $U_{зи}$, можна змінювати ширину з'єдненої області р-п-переходу. Чим більша зворотна напруга, тим глибше з'єднаний шар і тим, відповідно, менше поперечний переріз каналу, де протікає струм. Таким чином, змінюючи зворотна напруга на затворі, можна змінювати поперечний переріз, а значить і опір каналу. В результаті буде змінюватися величина струму стоку I_c , протікає по каналу і вихідний ланцюга транзистора під впливом прикладеної напруги стік-витік $U_{сі}$. Оскільки величина вихідного струму (струму стоку) може бути досить великий, а вхідний струм затвора (Струм назад усунутого р-п-переходу) малий, то забезпечується посилення по току і по потужності.

Зв'язок між струмом стоку і напругами на стоці $U_{сі}$ і затворі $U_{зи}$ визначається за допомогою сімейства статичних вихідних (стокових) вольт-амперних характеристик, що виражають залежність $I_c = f(U_{сі})$ при $U_{зи} = \text{const}$ (Рисунок – 9.5, а). Керуючий дію затвора ілюструють статичні передаточне (сток-затворні) вольт-амперні характеристики (Рисунок – 12.5, б), виражають залежність $I_c = f(U_{зи})$ при $U_{сі} = \text{const}$. На ВАХ польового транзистора можна виділити три області: лінійну і насичення і відсічення.

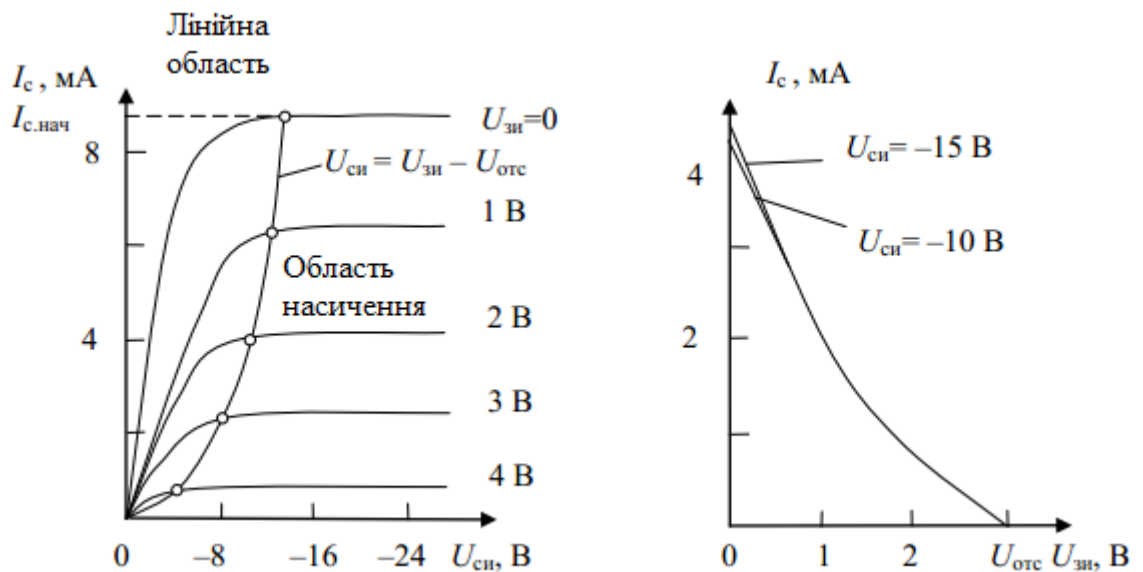


Рисунок – 9.5. Вихідні характеристики (а) та передавальні характеристики (б) транзистора КП103М з каналом р-типу

У лінійній області зі збільшенням напруги $U_{сі}$ струм стоку I_c спочатку досить швидко зростає аж до точки перегину і характеристики являють собою прями лінії, нахил

яких визначається напругою на затворі. У цій області польовий транзистор може використовуватися як опір, кероване напругою на затворі. В області насичення зростання струму стоку припиняється і характеристики йдуть практично горизонтально. Це пояснюється тим, що при підвищенні напруги U_{ci} струм стоку повинен збільшуватися, але так як одночасно підвищується зворотна напруга на р-п-переході стоку, то збіднений шар розширюється, канал звужується, тобто його опір зростає і за рахунок цього струм стоку повинен зменшитися. Таким чином, відбуваються два протилежних впливу на струм стоку, який в результаті залишається майже постійним. Збільшення напруги на стоці вище граничного значення призводить до електричного пробоя р-п-переходу.

В області насичення польові транзистори використовуються як підсилювальних приладів. Напруга сток-істок, відповідна точкам перегину, визначається як $U_{ci} = U_{зи} - U_{отс}$.

При збільшенні зворотної напруги на затворі струм стоку зменшується і характеристика проходить нижче. При певному значенні напруги на затворі, званою напругою відсічення $U_{отс}$ або пороговою напругою $U_{пор}$, канал майже повністю перекривається і протікає лише струм виток, обумовлений зворотною напругою на р-п переході стоку (для КП103М $U_{отс} = 2,7-7,0$ В при $U_{ci} = 10$ В, $I_c = 10$ мкА). Теоретичний опис ВАХ польового транзистора з керуючим р-п-переходом в області насичення отримано Вільямом Шоклі:

$$I_c = I_{c\max} \left[1 - 3 \frac{U_{цс}}{U_{i\text{дн}}} + 2 \left(\frac{U_{цс}}{U_{i\text{дн}}} \right)^{3/2} \right],$$

де $I_{c\max}$ - максимальний струм стоку при $U_{зи} = 0$, званий також початковим струмом $I_{c.\text{нач}}$.

На практиці використовують більш простий опис ВАХ в області насичення:

$$I_c = k(U_{отс} - U_{зи})^2,$$

де $k = I_{c.\text{нач}}/U_{отс}^2$ - постійний коефіцієнт, що залежить від геометричних та електрофізичних параметрів транзистора. У лінійній області ВАХ ПТ описується виразом:

$$I_c = 2k \left[(U_{i\text{дн}} - U_{цс}) \cdot U_{цс} - \frac{U_{цс}^2}{2} \right].$$

До низькочастотних параметрів ПТ, що визначаються за ВАХ, відносяться крутизна S , вихідний опір R_i (вихідна провідність $g_{22} = 1/R_i$) і опір каналу R_k .

Основний параметр ПТ - крутизна - визначається приватною похідною передатної характеристики при заданому (постійному) напрузі стік-витік:

$$S = (\partial I_c / \partial U_{зи})|_{U_{ci}} = \text{const.}$$

Крутизна характеризує підсилювальні властивості польового транзистора в області насичення і вимірюється в Сіменс (См) або як частіше прийнято називати - в міліампер на вольт.

Диференціюючи (9.2), можна знайти залежність крутизни від струму стоку і напруги затвор-істок:

$$S = 2k(U_{i\text{дн}} - U_{цс}) = \frac{2I_{\bar{n}i\bar{a}+}}{U_{i\text{дн}}^2}(U_{i\text{дн}} - U_{цс}) = \frac{2}{|U_{i\text{дн}}|} \sqrt{I_{\bar{n}i\bar{a}+}} = S_{\max} \left(1 - \frac{U_{цс}}{U_{i\text{дн}}} \right),$$

де $S_{\max} = 2I_{c,\text{нач}} / |U_{\text{отс}}|$ - максимальне значення крутизни при $U_{\text{зи}} = 0$. Другий параметр - вихідна (внутрішня) опір R_i , званий також диференціальним опором - представляє опір каналу ПТ змінному струму:

$$R_i = (\partial U_{\text{си}} / \partial I_c) | U_{\text{зи}} = \text{const.}$$

Воно характеризує слабо виражену залежність струму стоку від напруги стік-витік. На ділянці насичення R_i може досягати сотень кіло. Параметром лінійної області ВАХ ПТ є опір каналу постійному струму $R_k = U_{\text{сі}} / I_c$, залежне від напруги затвор-істок $U_{\text{зи}}$. Іноді використовується такий параметр, як статичний коефіцієнт посилення, який показує, у скільки разів сильніше діє на струм стоку зміна напруги на затворі, ніж зміна напруги на стоці:

$$\mu = dU_{\text{си}} / dU_{\text{зи}} = S \cdot R_i \text{ при } I_c = \text{const.}$$

До параметрів ПТ відноситься також його вхідний опір, визначається як:

$$R_{\text{вх}} = (\partial U_{\text{зи}} / \partial I_3) | U_{\text{си}} = \text{const.}$$

Оскільки струм затвора I_3 - це дуже малий струм назад усунутого р-п-переходу (струм витоку), то вхідний опір польового транзистора сягає одиниць і десятків мега. Вимірювання або графічний розрахунок крутизни і вихідного (внутрішнього) опору ПТ по його ВАХ виконують за кінцевими приростам струму стоку і напруги затвор-істок і сток-витік:

$$S = (\Delta I_c / \Delta U_{\text{зи}}) | U_{\text{си}} = \text{const}; R_i = (\Delta U_{\text{си}} / \Delta I_c) | U_{\text{зи}} = \text{const.}$$

Польові транзистори характеризуються граничними параметрами, які приводять в довідкових даних.

Наприклад, для польового транзистора КП103М наводять такі граничні параметри:
 максимальне напруження затвор-істок $U_{\text{зи}} \text{ перед} = 17 \text{ В}$;
 максимальне напруження сток-істок $U_{\text{сі}} \text{ перед} = 10 \text{ В}$;
 максимальний струм стоку $I_{c,\text{max}} = 10 \text{ мА}$;
 максимальна потужність, що розсіюється $P_{c,\text{max}} = 120 \text{ мВт}$ при температурі $T = 218\text{-}358 \text{ К}$.

ЛЕКЦІЯ 10. ЗАСТОСУВАННЯ ПОЛЬОВИХ ТРАНЗИСТОРІВ

План лекції

- 10.1. Основні схеми включення ПТ
- 10.2. Застосування польових транзисторів у схемах посилення.
- 10.3. Робота ПТ в імпульсному режимі.

10.1. Основні схеми включення ПТ

Польові транзистори застосовуються для посилення електричних сигналів. Залежно від того, який з електродів транзистора є загальною точкою для вхідної і вихідної напруги, розрізняють три основні схеми включення ПТ: схема із загальним витоком (ОІ), схема з загальним стоком (ОС) і схема із загальним затвором (ОЗ). Найбільше розповсюдження для посилення сигналів отримала схема із загальним витоком. На Рисунок – 10.1 наведена найпростіша схема резистивного посилюючого каскаду з ОІ на основі польового транзистора з керуючим р-п-переходом і каналом n-типу.

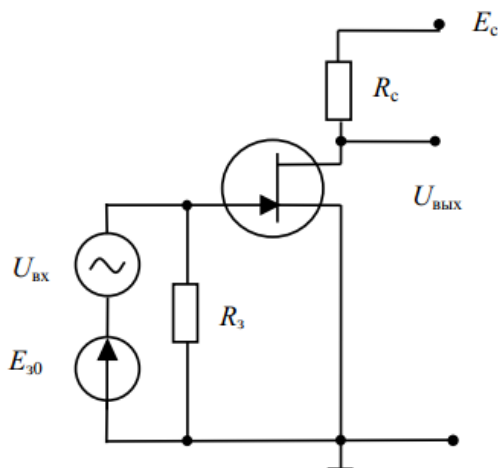


Рисунок – 10.1. Схема підсилювального каскаду з спільним витоком на польовому транзисторі

Крім активного елементу (ПТ), схема містить джерело живлення ланцюга стоку E_c , джерело зміщення $E_{з0}$ в ланцюзі затвора, в якій діє також джерело посилюючої напруги $U_{вх}$, резистор навантаження R_c в ланцюзі стоку і резистор витоку $R_з$ в ланцюзі затвора. У практичних схемах використовуються різні способи завдання зміщення і зв'язку з джерелом сигналу. У схемі посилення активний елемент, керований входною напругою, перетворює енергію джерела живлення в енергію корисних підсилюються сигналів, що виділяються на опорі навантаження. Каскад з загальним витоком забезпечує велике посилення по струму і по напрузі.

10.2. Застосування польових транзисторів у схемах посилення.

Наочне уявлення про підсилювальні властивості польового транзистора дає графоаналітичний метод розрахунку і аналізу роботи каскаду (Рисунок – 10.2).

Графоаналітичний метод дозволяє не тільки визначити змінні складові струмів і напруг, а й задати режим роботи транзистора по постійному струму. Розрахунок виконують за допомогою сімейства вихідних та передавальних характеристик транзистора. Для цього на сімействі статичних вихідних характеристик по заданих або обраним значенням напруги живлення ланцюга стоку E_c і опорі навантаження R_c будується динамічна вихідна характеристика, звана також лінією навантаження (Рисунок – 10.2, а). Лінія навантаження визначається виразом:

$$I_c = (E_c - U_{си})/R_c, \quad (10.1)$$

яке виходить з рівняння Кірхгофа для вихідного кола транзистора:

$$E_c = U_{си} + I_c R_c. \quad (10.2)$$

Вираз (10.1) є рівнянням прямої лінії, яка може бути побудована за двома точками перетину її з осями координат. При $I_c = 0$ отримуємо $U_{си} = E_c$; відкладаємо цю точку на осі напруг (точка М). При $U_{си} = 0$ отримуємо $I_c = E_c / R_c$; відкладаємо це значення по осі струму, отримуємо точку N. Поєднуючи ці точки прямою, отримуємо лінію навантаження. Потім вибираємо на ній робочу ділянку (область робочих струмів транзистора) і вихідну робочу точку. Наприклад, для отримання великої вихідної потужності і малих спотворень сигналу слід взяти робочу ділянку АБ. Вхідна напруга $U_{зи}$ змінюється при цьому від $U_{зи} = 0$ (точка А) до $U_{зи} = U_{отс}$ (точка Б). За проєкціям робочої ділянки на осі координат

визначаємо подвійні амплітуди змінних складових вихідної напруги $2U_{cm}$ і вихідного струму $2I_{cm}$. По них можна знайти корисну вихідну потужність:

$$P_{\text{вих}} = 0,5 \cdot I_{cm} \cdot U_{cm} \quad (10,3)$$

На Рисунок – 10.2, а заштрихований так званий трикутник корисної потужності. Його гіпотенузою є робоча ділянка АБ, а катетами - подвійні амплітуди струму $2I_{cm}$ і напруги $2U_{cm}$. Неважко бачити, що площа трикутника відповідає почетвереній корисній вихідній потужності $2I_{cm} \cdot U_{cm}$.

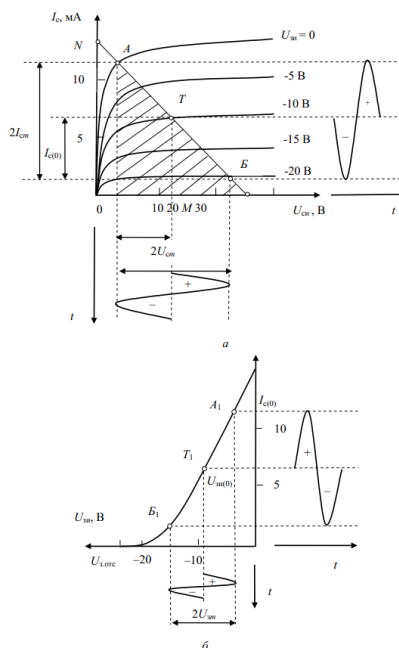


Рисунок – 10.2. Графоаналітичний розрахунок та аналіз режиму підсилення польового транзистора з керуючим р-п-переходом

Робоча точка Т вибирається на середині робочої ділянки лінії навантаження і відповідає напрузі на затворі $U_{зи}(0)$, рівному половині суми напруг на затворі в точках А і Б. Половиною різниці цих напружень визначається максимальна амплітуда змінної складової вхідного напруги U_{zm} . Проекції робочої точки на осі координат визначають постійні значення струму стоку $I_c(0)$ і напруги $U_{ci}(0)$ в режимі спокою. Коефіцієнт посилення каскаду по напрузі K_U можна розрахувати як відношення амплітуд його вихідної і вхідної напруги:

$$K_U = \frac{U_{m \text{ вих}}}{U_{m \text{ вх}}} = U_{ст}/U_{зт} \quad (10.4)$$

Якщо є сімейство передавальних статичних характеристик, то переносячи на них точки динамічної вихідній ВАХ, можна побудувати динамічну передатну ВАХ (Рисунок – 10.2, б). На неї відображаються точки A_1 , T_1 і B_1 , відповідні точкам А, Т і Б вихідний динамічної характеристики, які визначають робочу точку і межі робочого ділянки на динамічній передавальній характеристиці. Проекція робочого ділянки A_1B_1 на вісь напруг висловлює подвійну амплітуду змінної складової вхідної напруги $2U_{zm}$. Проекція точки T_1 на вісь напруг визначає постійна напруга (ЕРС) усунення $E_{з0}$.

За динамічної передавальній ВАХ може бути графічно визначена також середня динамічна крутизна каскаду $S_d = 2I_{cm}/2U_{zm}$, через яку по заданому опорі навантаження розраховується коефіцієнт посилення по напрузі:

$$K_U = S_d R_K. \quad (10.5)$$

Слід зазначити, що МОП-транзистори і польові транзистори з бар'єром Шоттки використовуються в тих же схемах включення, що і польові транзистори з керуючим р-п-переходом.

10.3. Робота ПТ в імпульсному режимі.

Польові транзистори, головним чином мають індукований канал, знаходять широке застосування в якості ключових елементів в різноманітних пристроях цифрової електронної техніки. Переважна положення транзисторів з індукованим каналом (зазвичай р-типу) в ключових схемах пояснюється наявністю у них чітко вираженого рівня порогової напруги затвора $U_{пор}$. Якщо керуюча напруга $U_{вх}$, подається на затвор, менше порогового, то транзистор закритий, якщо більше порогового, то транзистор відкритий.

Найбільшого поширення набула схема із загальним витоком (Рисунок – 10.3). Керуюча напруга $U_{вх} = U_{зи}$ подається на затвор. Вихідна $U_{вих} = U_{сі}$ знімається зі стоку. На схемі показаний транзистор з індукованим р-каналом.

Статичний стан ключа. На Рисунок – 14.4 показана навантажувальна характеристика транзистора, нанесена на сімейство його вихідних статичних характеристик $I_c = f(U_{сі})$ при різних значеннях $U_{зи}$. для струму стоку транзистора можна записати:

$$I_c = \frac{E_{сі} - U_{сі}}{R_c}. \quad (14.6)$$

Ключ в робочому режимі постійно знаходиться в одному з двох станів (точка А або В на навантажувальній характеристиці).

Стан А - ключ закритий, через транзистор протікає знехтуємо малий струм. Вихідна напруга одно практично напрузі джерела харчування $U_{вих} = U_A = E_{сі}$, якщо опір навантаження резистора R_c не дуже велике. У цьому режимі вхідний напруга повинна бути менше порогового: $|U_{вх}| < |U_{пор}|$.

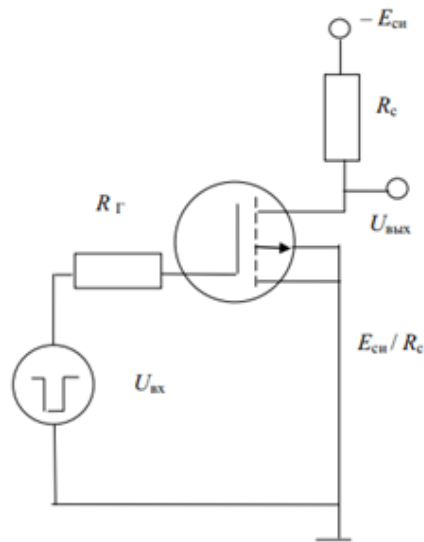


Рис. 10.3. Ключ на основі МОН-транзистора

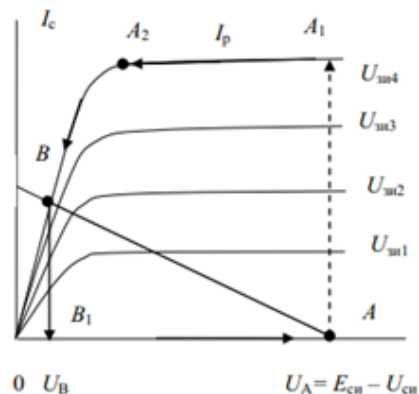


Рис. 10.4. Сімейство ВАХ та навантажувальна характеристика

Стан В - ключ відкрито, через транзистор протікає повний робочий струм. У цьому режимі вхідна напруга повинна бути більше порогової: $|U_{вх}| > |U_{пор}|$. вихідна напруга зменшується внаслідок збільшення падіння напруги на навантаженні R_c .

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{В}} = E_{\text{си}} - R_c I_c \quad (10.7)$$

Вихідна напруга відкритого ключа тим менше (що бажано), чим вище опір резистора R_c і більше струм транзистора в режимі відкритого каналу, тобто на висхідному ділянці його вихідних характеристик. Низькопорогові ключові МДП-транзистори мають кремнієвий затвор замість металевого. У таких транзисторах порогова напруга знижується до 1,5 В, тобто майже удвічі в порівнянні з транзисторами, мають металевий затвор.

Процес включення транзистора. Під впливом керуючої напруги транзистор відкривається і через нього відбувається розряд ємності $C_{\text{сі}}$, яка при закритому транзисторі була заряджена до напруги $E_{\text{сі}}$ (Рисунок – 10.5).

Розглянемо процес включення транзистора за допомогою ідеалізованого графіка переміщення робочої точки з положення А в положення В (Рисунок – 10.4). після подачі імпульсу вхідні напруги $U_{\text{вх}} = U_{\text{зі4}}$ протягом часу затримки t_3 формується нове (проводить) стан каналу. Цей час визначається динамічної вхідний ємністю ключа (вона більше статичної ємності $C_{\text{зі}}$ за рахунок впливу прохідний СЗС і вихідний $C_{\text{сі}}$ ємностей), а також пороговою напругою $U_{\text{пор}}$, амплітудою і внутрішнім опором $U_{\text{вх}}$ джерела вхідної напруги:

$$t_3 = \frac{C_{\text{зі}} U_{\text{пор}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{C_{\text{зі}} U_{\text{пор}}}{U_{\text{вх}}} R_{\Gamma}. \quad (10.8)$$

Якщо внутрішній опір R_{Γ} джерела вхідного сигналу невелике (джерело напруги), то час затримки t_3 дуже малий. Зниження граничної напруги також зменшує час затримки. Після того як сформувався провідний стан каналу, робоча точка стрибком переходить в положення А1, оскільки вихідна напруга $U_{\text{сі}}$ не може миттєво зменшитися через вплив вихідний ємності $C_{\text{сі}}$ для розряду якої потрібен певний час.

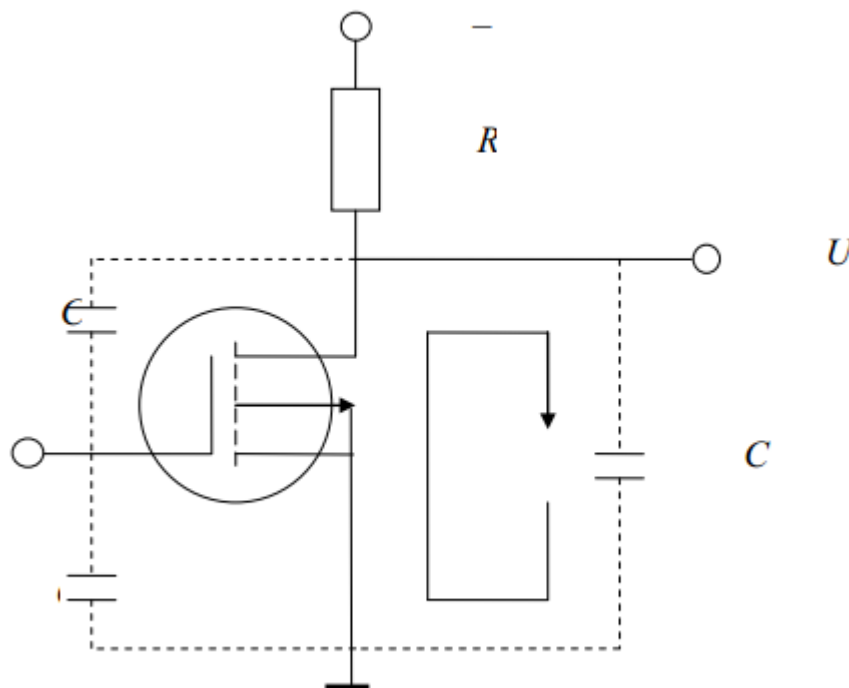


Рисунок – 10.5. Схема ключа на МОН-транзисторі з урахуванням паразитних ємностей

У міру розряду ємності $C_{\text{сі}}$ через відкритий канал струмом I_p робоча точка за деякий час t_1 переміщається в положення А2. Розряд здійснюється струмом постійної величини (впливом резистора R_c нехтуємо):

$$I_p = I_c = \beta(U_{\text{вх4}} - U_{\text{пор}})^2, \quad (10.9)$$

де β первеанс транзистора. У цьому випадку справедливе співвідношення:

$$I_p = C_{\text{сн}} \frac{dU_{\text{сн}}}{dt}, \quad (10.10)$$

в якому повинна бути врахована прохідна ємність $C_{\text{зс}}$, якщо джерело вхідної напруги низькоомне.

На завершальному етапі процесу включення робоча точка переміщається за час t_2 в положення В, на виході встановлюється напруга $U_{\text{вих}} = U_{\text{В}}$. Тоді час t_2 може бути оцінений за допомогою співвідношення для елементарної RC-ланцюжка:

$$t_2 \approx 2,3R_cC_{\text{сн}}. \quad (10.11)$$

Повний час включення транзистора:

$$t_{\text{вкл}} = t_3 + t_1 + t_2. \quad (10.12)$$

З розглянутого випливає, що для зменшення часу включення необхідно збільшувати первеанс транзистора і зменшувати порогову напруга $U_{\text{пор}}$.

Процес вимикання транзистора. При зменшенні вхідної напруги нижче порогового значення робоча точка переходить з положення В в положення В1. Час переходу залежить від вхідних ємності транзистора і внутрішнього опору джерела сигналу $R_{\text{г}}$. У реальних умовах воно дуже малий.

Далі відбувається заряд вихідний ємності $C_{\text{сі}}$ через резистор R_c від джерела $E_{\text{сі}}$. Час заряду $t_3 \approx 2,3 R_c C_{\text{сі}}$ визначає час виключення транзистора $t_{\text{викл}} \approx t_3$. Цей час більше часу включення $t_{\text{вкл}}$, оскільки опір резистора R_c зазвичай велике.

Тимчасові діаграми вхідного і вихідної напруг ключа на транзисторі з ізольованим затвором показані на Рисунок – 10.6. Ключові МОП-транзистори. Для роботи в ключовому режимі необхідні транзистори, що задовольняють специфічну систему вимог, що відрізняються від тих, які характерні для транзисторів, працюють в підсилювальному режимі. З цієї причини промисловістю випускається ряд транзисторів, спеціально призначених для роботи в ключовому режимі. Такі транзистори будемо для стислості називати ключовими.

Порівнюючи ключові МОП-транзистори з ключовими біполярними транзисторами, можна відзначити важливу властивість перше, полягає в наявності високоомного входу, допускає управління по напрузі.

Іншими перевагами є:

високу швидкодію, обумовлене відсутністю в каналі нерівноважних носіїв заряду і малими величинами вхідний і вихідний ємностей (час перемикання 1-0,4 нс);

поєднання високої швидкодії з великими напругами і струмами перемикання (до 10 А за 15 нс);

низький опір відкритого каналу, що забезпечує комутацію сигналів в низькоомних ланцюгах, наприклад в коаксіальному кабелі з хвильовим опором 50 Ом.

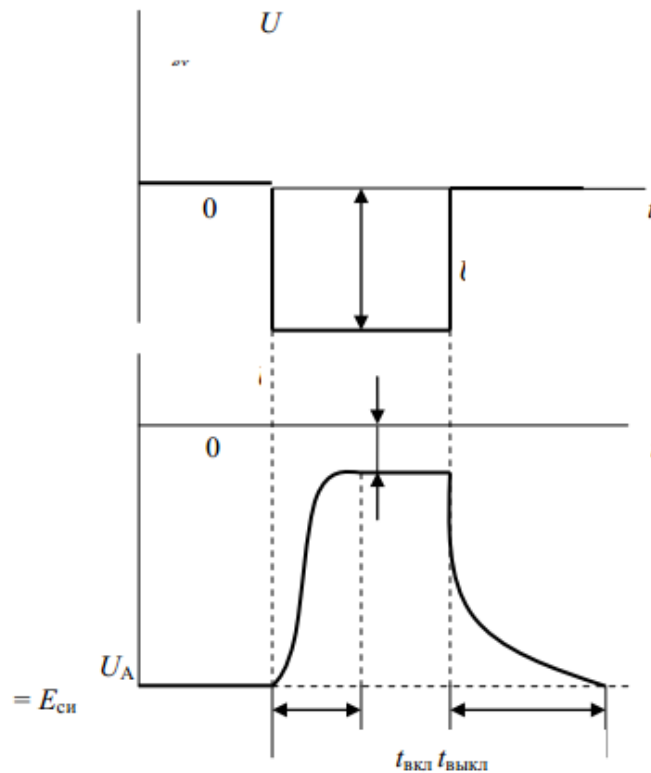


Рисунок – 10.6. Тимчасові діаграми вхідних і вихідних напруг

Зважаючи зазначених переваг ключові МОП-транзистори знаходять широке практичне застосування.

ЛЕКЦІЯ 11. Фотоелектричні і випромінювальні прилади План лекції

11.1. Випромінювальна генерація і рекомбінація носіїв заряду в напівпровідниках під дією випромінювання.

11.2. Фотоспротивлення, фотодіоди, фотоелементи, фототранзистори, фототірінстри, оптрони: характеристики, параметри, застосування.

11.1. Випромінювальна генерація і рекомбінація носіїв заряду в напівпровідниках під дією випромінювання. Робота різних напівпровідникових приймачів випромінювання (Фоторезистори, фотодіоди, фототранзистори, фототирінстри) заснована на використанні внутрішнього фотоэффекту, який полягає в тому, що під дією випромінювання в напівпровідниках відбувається генерація пар носіїв заряду - електронів і дірок. Ці додаткові носії збільшують електричну провідність. Така додаткова провідність, зумовлена дією фотонів, отримала назву фотопровідності. В металів явище фотопровідності практично відсутній, так як у них концентрація електронів провідності величезна (приблизно 10^{22} см^3) і не може помітно збільшитися під дією випромінювання. У деяких приладах за рахунок фотогенерації електронів і дірок виникає ЕРС, яку прийнято називати фотоЕРС, і тоді ці прилади працюють як джерела струму. В результаті рекомбінації електронів і дірок в напівпровідниках утворюються фотони, і за деяких умов апівпровідникові прилади можуть працювати в якості джерел випромінювання.

Далі розглядаються найбільш широко застосовуються напівпровідникові прилади, що працюють в якості приймачів або джерел випромінювання, а також прилади, що представляють собою поєднання джерел і приймачів випромінювання і отримали назву оптронів. Багато з описаних далі приладів виготовляються не тільки у вигляді дискретних елементів для РЕА, але й входять до складу інтегральних мікросхем.

11.2. Фотоопори, фотодіоди, фотоелементи, фототранзистори, фототирістри, оптрони: характеристики, параметри, застосування.

Фоторезистор являє собою напівпровідниковий резистор, опір якого змінюється під впливом випромінювання. Будова фоторезистора пояснюється на Рисунок – 11.1, а. На діелектричну пластину 1 нанесений тонкий шар напівпровідника 2 з контактами 3 по краях. Схема включення фоторезистора наведена на Рисунок – 11.1, б. Полярність джерела живлення не грає ролі. Якщо опромінення немає, то фоторезистор має деякий великий опір R_T , зване темнова. Воно є одним з параметрів фоторезистора і становить величину 10^4 - 10^7 Ом. Відповідний струм через фоторезистор називають темнова струмом. При дії на фоторезистор випромінювання з енергією фотонів, достатньої для генерації пар рухливих носіїв заряду (електронів і дірок), його опір зменшується.

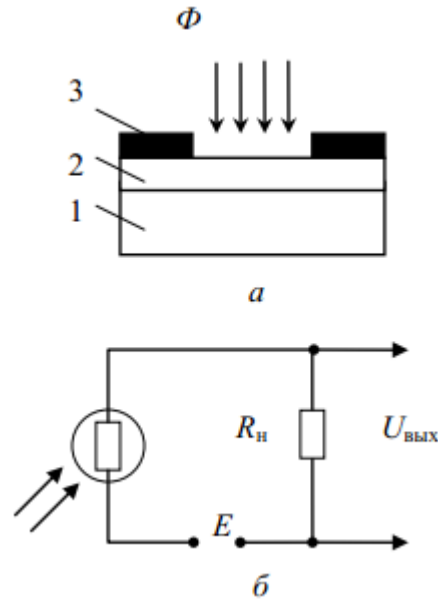


Рисунок – 11.1. Будова і схема включення фоторезистора

Для фоторезисторів застосовують різні напівпровідники, володіють необхідними властивостями. Так, наприклад, сірчистий свинець і антимонід індію найбільш чутливі до інфрачервоних, а сірчистий кадмій - до видимих променів. Фоторезистори характеризуються питомою чутливістю, тобто інтегральною чутливістю віднесеної до 1 В прикладеної напруги:

$$S_{уд} = \frac{I}{(\Phi U)}, \quad (11.1)$$

де Φ - світловий потік.

Зазвичай питома чутливість становить кілька сотень або тисяч мікроампер на вольт-люмен.

Фоторезистори мають лінійну вольт-амперну і нелінійну енергетичну характеристики (Рисунок – 11.2). До параметрів фоторезисторів крім темнового опору та питомої чутливості слід ще віднести максимально допустиму робочу напругу (до 600 В), кратність зміни опору (може бути до 500), температурний коефіцієнт фотоструму $TK\Phi = \Delta I / I \cdot \Delta T$. Значна залежність опору від температури, характерна в цілому для напівпровідників, є недоліком і фоторезисторів. Істотним недоліком треба вважати також їх велику інерційність, що пояснюється досить великим часом рекомбінації електронів і дірок після припинення опромінення. Практично фоторезистори застосовуються лише на частотах не вище декількох сотень герц або одиниць кілогерц. Власні шуми фоторезисторів значні. Тим не менш, фоторезистори широко застосовуються в різних схемах автоматики і в багатьох інших пристроях.

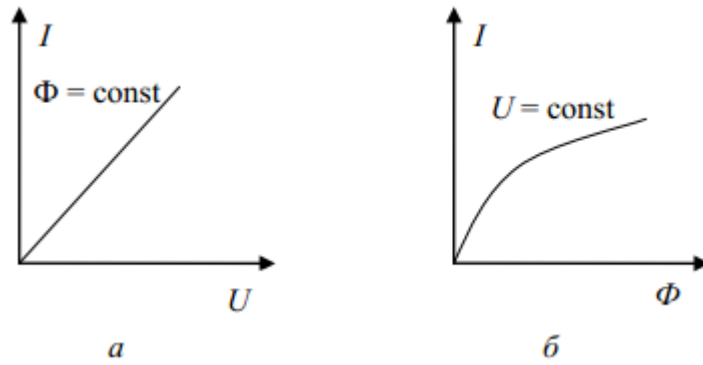


Рисунок – 11.2. Вольт-амперна (а) і енергетична (б) характеристики фоторезистора

Фотодіоди являють напівпровідникові діоди, працюють при зворотній напрузі, в яких використовується внутрішній фотоэффект. Світловий потік управляє зворотним струмом фотодіодів. Під впливом світла на електронно-дірковий перехід і прилеглі до нього області відбувається генерація пар носіїв заряду, провідність діода зростає і зворотний струм збільшується. Такий режим роботи називається фотодіодним (Рисунок – 11.3).

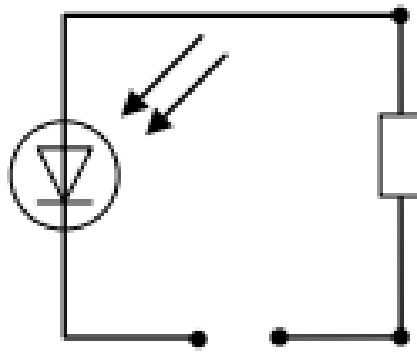


Рисунок – 11.3 Схема включення фотодіода

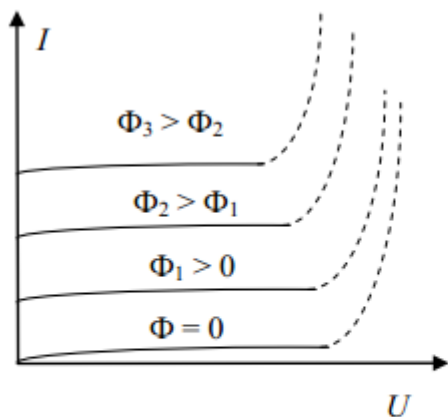


Рис. 11.4. Вольт-амперні характеристики фотодіода

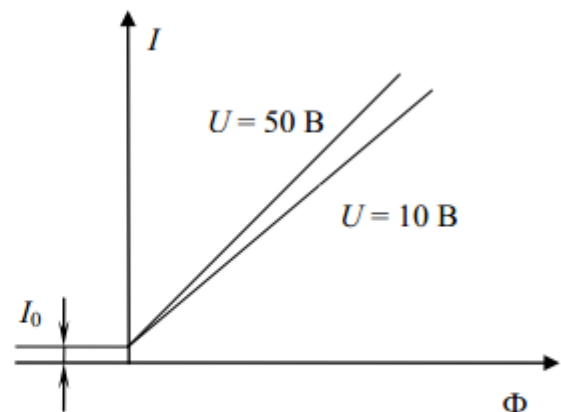


Рис. 11.5. Енергетичні характеристики фотодіода

Вольт-амперні характеристики $I = f(U)$ при $\Phi = \text{const}$ для фотодіодного режиму (Рисунок – 16.4) нагадують вихідні характеристики біполярного транзистора, включеного за схемою із загальною базою. Якщо світлового потоку немає, то через фотодіод протікає звичайний початковий зворотний струм I_0 , який називають темновим. А під дією світлового потоку струм у діоді зростає, і характеристика проходить вище. Чим більше світловий потік, тим більше струм. Підвищення зворотної напруги на діоді незначно збільшує струм. Але при деякій напрузі може виникнути електричний пробій (штрихові ділянки характеристик). Енергетичні характеристики фотодіода $I = f(\Phi)$ при $U = \text{const}$ лінійні і мало залежать від напруги (Рисунок – 11.5).

Є декілька різновидів фотодіодів. У лавинних фотодіодів відбувається лавинне розмноження носіїв в р-п-переході, і за рахунок цього в десятки разів зростає чутливість. У фотодіодах з бар'єром Шоттки використовується випрямляючий контакт напівпровідника з металом. Це діоди з підвищеною швидкодією. Поліпшеними властивостями володіють фотодіоди з гетеропереходів. Всі фотодіоди можуть працювати і як генератори ЕРС.

Напівпровідникові фотоелементи, які названі вентильними або фотогальванічними, служать для перетворення енергії випромінювання в електричну енергію. По суті, вони являють собою фотодіоди, працюють без зовнішнього джерела напруги і створюють власну ЕРС під дією випромінювання. Фотони, впливаючи на р-п-перехід і прилеглі до нього області, викликають генерацію пар носіїв заряду. Виниклі в n-і р-областях електрони і дірки дифундують до переходу, і якщо вони не встигли рекомбінувати, то потрапляють під дію внутрішнього електричного поля, що є в переході. Це поле також діє і на носії заряду, що виникають в самому переході. Поле поділяє електрони і дірки. Для неосновних носіїв, наприклад для електронів, що виникли в р-області, поле переходу є пришвидшувачем. Воно перекидає електрони в n-область. Аналогічно дірки перекидаються полем з n-області в р-область. А для основних носіїв, наприклад дірок в р-області, поле переходу є гальмуючим, і ці носії залишаються в своїй області, т. е. дірки залишаються в р-області, а електрони – в n-області (Рисунок – 11.7).

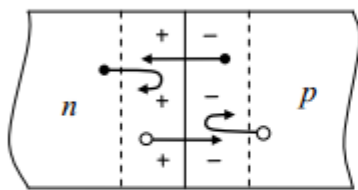


Рис. 11.6 Принцип роботи планарного фотодіода

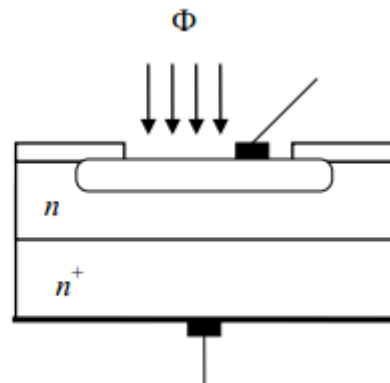


Рис. 11.7 Поділ носіїв заряду генерованих фотодіодом

У результаті такого процесу в n-і р-областях накопичуються надлишкові основні носії, тобто створюються відповідно заряди електронів і дірок і виникає різниця потенціалів, яку називають фотоЕРС (E_{Φ}). З збільшенням світлового потоку фотоЕРС росте по нелінійному закону (Рисунок – 11.8). Значення ЕРС може досягати кількох десятків часток вольтів. При включенні напівпровідникового фотоелемента на навантаження (Рисунок – 16.9) виникає фотострум $I_{\Phi} = E_{\Phi} / (R_H + R_i)$, де R_i – внутрішній опір самого фотоелемента. Перші вентильні фотоелементи з закису міді були розроблені ще в 1926 р. У подальшому особливо широко застосовувалися селенові фотоелементи, зроблені на основі селену р-типу. В платівці такого селену створювався тонкий шар n-

типу, на який впливав світловий потік. Інтегральна чутливість селенових фотоелементів доходила до декількох сотень мікроампер на люмен. Вони мали спектральну характеристику майже таку ж, як у людського очі, що було зручно для різних фотометричних методів. Значний інтерес представляли сірчистої-галієвої фотоелементи, які розробив в СРСР Б. Т. Коломієць. У них чутливість досягала тисяч мікроампер на люмен. Недолік вентильних фотоелементів - низькі частотні властивості і значна залежність інтегральної чутливості від температури.

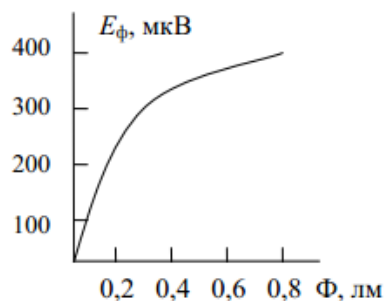


Рис.11.8 Залежність фото-ЕРС від світлового потоку

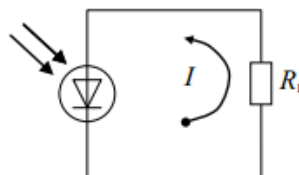


Рис.11.9 Схема включення фотоелемента

В даний час важливе значення мають кремнієві фотоелементи, використовувані як сонячних перетворювачів. Вони перетворюють енергію сонячних променів в електричну, і ЕРС їх досягає 0,5 В. З таких елементів шляхом послідовного і паралельного з'єднання створюються сонячні батареї, які можуть розвивати потужність до кількох кіловат. Сонячні батареї з кремнієвих фотоелементів - це основні джерела живлення на штучних супутниках Землі, космічних кораблях, автоматичних метеостанціях і інше. Практичне застосування сонячних батарей безперервно розширюється.

Значно вище в порівнянні з фотодіодами інтегральна чутливість у фототранзисторів. Біполярний фототранзистор являє собою звичайний транзистор, але в корпусі його зроблено прозоре «вікно», через яке світловий потік може впливати на область бази. Схема включення біполярного фототранзистори типу р-п-р з «Вільною», тобто нікуди не включеної базою, наведена на Рисунок – 11.10.

На емітерний перехід подано пряму напругу, а на колекторний - зворотну. Фотони викликають в базі генерацію пар носіїв заряду – електронів і дірок. Вони дифундують до колекторному переходу, в якому відбувається їх поділ так само, як і в фотодіоді.

Дірки під дією поля колекторного переходу йдуть з бази в колектор і збільшують струм колектора. А електрони залишаються в базі і підвищують пряму напругу емітерного переходу, що посилює інжекції дірок в цьому переході. За рахунок цього додатково збільшується струм колектора. У транзисторі типу п-р-п все відбувається аналогічно.

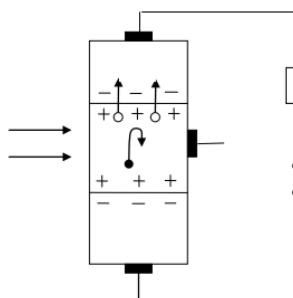


Рисунок – 11.10. Структура та схема включення фототранзистора зі «вільною» базою

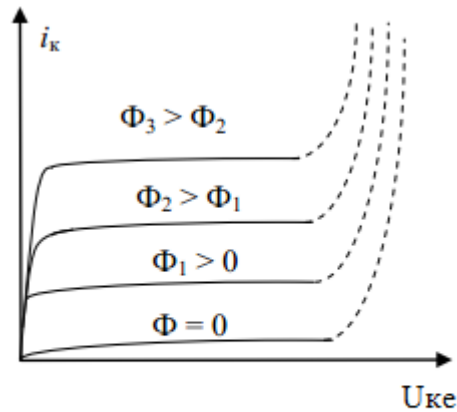


Рис. 11.11 Вольт-амперні характеристики фоторезистора

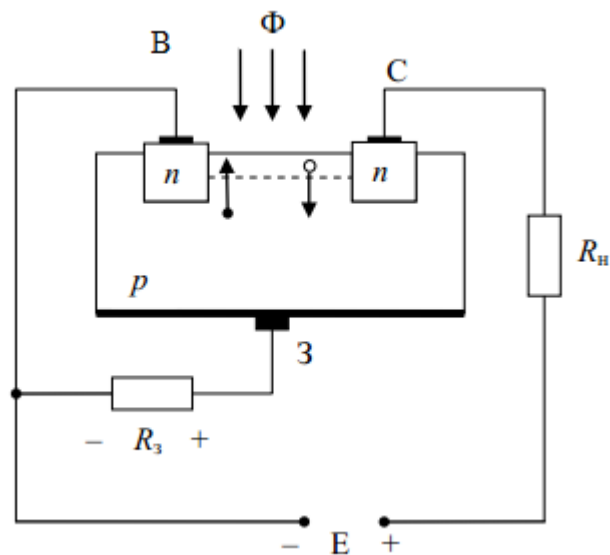


Рисунок – 11.12. Схема включення фоторезистора

Інтегральна чутливість у фототранзистора в десятки разів більше, ніж у фотодіода, і може досягати сотень міліампер на люмен. Фототранзистор зі «вільної» базою має низьку температурну стабільність. Для усунення цього недоліку застосовують схеми стабілізації, які були розглянуті раніше. При цьому, звичайно, повинен бути використаний вивід бази. На цей вивід можна також подавати постійну напругу зміщення або електричні сигнали і здійснювати спільну дію цих сигналів і світлових. Вихідні характеристики фототранзистора показані на Рисунок – 11.11. Вони аналогічні вихідних характеристиках для включення транзистора по схемою з загальним емітером, але різні криві відповідають різним значенням світлового потоку, а не струму бази. Характеристики показують, що при підвищеній напрузі виникає електричний пробій (штрихові ділянки). Параметри фототранзисторів – інтегральна чутливість, робоча напруга (10-15 В), темновий струм (до сотень мікроампер), робочий струм (до десятків міліампер), максимальна допустима розсіювана потужність (до десятків мільватт), гранична частота. Фототранзистори, виготовлені дифузійним методом (планарні), можуть працювати на частотах до декількох мегагерц. Недолік фототранзисторів - порівняно високий рівень власних шумів. Крім розглянутого біполярного фототранзистора застосовуються і інші. Складовою фототранзистор являє собою фототранзистор, з'єднаний зі звичайним транзистором.

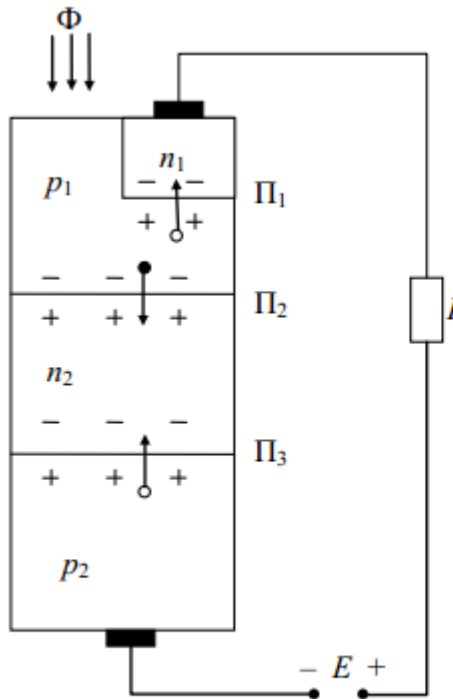


Рис. 16.13. Структура та схема включення фототіристора
 $U_{вкл3}$ $U_{вкл2}$ $U_{вкл1}$ U

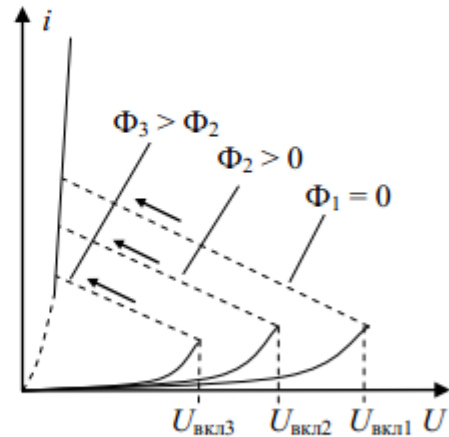


Рис. 16.14. Вольт-амперна характеристика фототіристора

Складовою транзистор має коефіцієнт посилення струму β , дорівнює добутку коефіцієнтів посилення двох транзисторів $\beta_1 \cdot \beta_2$. У результаті інтегральна чутливість у складеного фототранзистора в десятки разів більше, ніж у звичайного, і в тисячі разів більше, ніж у фотодіодів. Висока чутливість і гарну швидкодію досягаються при поєднанні фотодіода з високочастотним транзистором. Крім біполярних фототранзисторів як приймачі випромінювання використовуються і польові фототранзистори. На Рисунок – 11.12 показаний польовий фототранзистор з каналом n-типу. При опроміненні n-каналу в ньому і в прилеглий до нього р-області (області затвора) генеруються електрони і дірки. Перехід між n-каналом і р-областю знаходиться під зворотною напругою і тому під дією поля переходу відбувається поділ носіїв заряду. В результаті підвищується концентрація електронів в n-каналі, зменшується його опір і збільшується концентрація дірок в р-області. Струм каналу (Струм стоку) зростає. Крім того, виникає фотострум в ланцюзі затвора. Цей струм створює падіння напруги на резисторі R_3 , за рахунок чого зменшується зворотна напруга на керуючому переході канал-затвор. Це, в свою чергу, призводить до збільшення ширини каналу, а отже, до додатковому зменшенню його опору і зростання струму стоку. Таким чином, здійснюється управління струмом стоку за допомогою світла. Представляють інтерес МОП-фототранзистори з індукованим (Інверсним) каналом. Вони мають напівпрозорий затвор, через який висвітлюється область напівпровідника під затвором. У цій області відбувається фотогенерація носіїв заряду. За рахунок цього змінюється значення порогової напруги, при якому виникає індукований канал, а також крутизна, що є основним параметром такого транзистора. На затвор іноді подають постійна напруга для встановлення початкового режиму. Ще один різновид - дноперехідні фототранзистори, в яких при опроміненні світлом знижується напруга живлення. Тиристорні чотиришарові структури р-n-p-n (Рисунок – 11.13) можуть управлятися світловим потоком, аналогічно, як тріодних тиристри управляються напругою, що подається на один з емітерний переходів. При дії світла на область бази p_1 в ній генеруються електрони і дірки, які дифундують до р-n-переході. Електрони, потрапляючи в область переходу П2, що знаходиться під зворотною напругою,

зменшують його опір. За рахунок цього відбувається перерозподіл напруги, прикладеної до тиристорів: напруга на переході P_2 трохи зменшується, а напруги на переходах P_1 і P_3 кілька збільшуються. Але тоді посилюється інжекція в переходах P_1 і P_3 , до переходу P_2 приходять інжектвані носії, його опір знову зменшується і відбувається додаткове перерозподіл напруги, ще більше посилюється інжекція в переходах P_1 і P_3 , струм лавиноподібно наростає (див. штрихові лінії на Рисунок – 11.14), тобто тиристор відмикається. Чим більше світловий потік, чинний на тиристор, тим за меншій напрузі включається тиристор. Це наочно показують вольт-амперні характеристики фототиристора, наведені на Рисунок – 11.14. Після включення на тиристор встановлюється, як звичайно, невелика напруга і майже вся напруга джерела E падає на навантаженні. Іноді у фототиристора буває зроблено висновок від однієї з базових областей (p_1 або p_2). Якщо через цей вивід подавати на відповідний емітерний перехід пряму напругу, то можна знижувати напругу включення. Саме включення як і раніше буде здійснюватися дією світлового потоку.

Фототиристри можуть успішно застосовуватися в різних автоматичних пристроях як безконтактні ключі за наявності в колах значних напруг і потужностей. Важливі переваги фототиристорів - мале споживання потужності у включеному стані, малі габарити, відсутність іскріння, малий час включення.

Оптрон - це напівпровідниковий прилад, в якому конструктивно об'єднані джерело і приймач випромінювання, що мають між собою оптичний зв'язок. У джерелі випромінювання електричні сигнали перетворюються у світлові, які впливають на фотоприймач і створюють у ньому знову електричні сигнали. Якщо оптрон має тільки один випромінювач і один приймач випромінювання, то його називають оптопарою або елементарним оптроном. Мікросхема, що складається з однієї або декількох оптопар з додатковими погоджувачими і підсилювальними пристроями, називається оптоелектронною інтегральною мікросхемою. На вході і виході оптрона завжди є електричні сигнали, а зв'язок входу з виходом здійснюється світловими сигналами. Ланцюг випромінювача є керуючим, а ланцюг фотоприймача - керованим.

Найважливіші переваги оптронів:

1. Відсутність електричного зв'язку між входом і виходом і зворотного зв'язку між фотоприймачем і випромінювачем. Опір ізоляції між входом і виходом може досягати 10^{14} Ом, а прохідна ємність не перевищує 2 пФ і в деяких оптронів знижується до малих частот пікофарад.

2. Широка смуга частот пропускаються коливань, можливість передачі сигналів з частотою від нуля до 10^{14} Гц.

3. Можливість управління вихідними сигналами шляхом впливу на оптичну частину.

4. Висока перешкодозахищеність оптичного каналу, тобто його несприйнятливості до впливу зовнішніх електромагнітних полів.

5. Можливість суміщення в РЕА з іншими напівпровідниковими і мікроелектронними приладами.

Недоліки оптронів наступні:

1. Відносно велика споживана потужність через те, що двічі відбувається перетворення енергії, причому ККД цих перетворень невисокий.

2. Невисока температурна стабільність і стійкість до радіації.

3. Помітне погіршення параметрів з плином часу.

4. Порівняно високий рівень власних шумів.

Конструктивно в оптронів випромінювач і приймач випромінювання поміщаються в корпус і заливаються оптично прозорим клеєм (Рисунок – 11.15).

Особливу конструкцію мають оптопари з відкритим оптичним каналом. У них між випромінювачем і фотоприймачем є повітряний зазор (Рисунок – 11.16, а), в якому може переміщатися світлонепроникна перешкода, наприклад перфострічка з отворами. За

допомогою перфострічки можна управляти світловим потоком. В іншому варіанті оптопар з відкритим каналом світловий потік випромінювача потрапляє в фотоприймач, відбиваючись від якого-небудь об'єкта (Рисунок – 11.16, б).

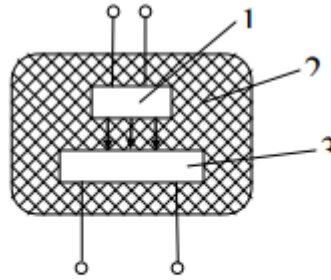


Рис. 16.15. Принцип пристрою оптопари:
1 - випромінювач, 2 - оптично прозорий
клей, 3 - фотоприймач

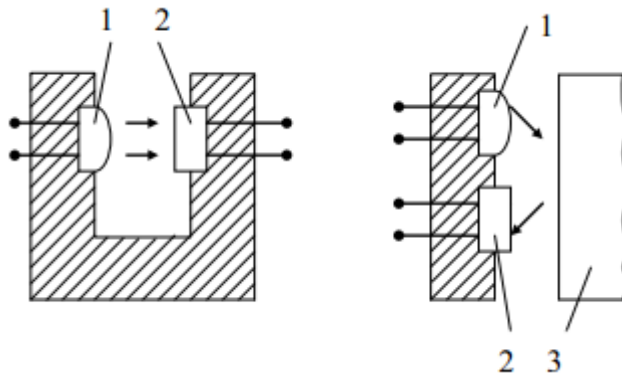


Рисунок – 11.16. Оптопари з відкритим оптичним каналом: 1 - випромінювач, 2 - фотоприймач, 3 - об'єкт

Розглянемо різні типи оптопар, що відрізняються один від одного фотоприймачами.

Резисторні оптопари мають як випромінювача надмініаттюрну лампочку розжарювання або світлодіод, що дає видиме або інфрачервоне випромінювання. Приймачем випромінювання є фоторезистор з селеніду кадмію або сульфїду кадмію для видимого випромінювання, а для інфрачервоного - з селенїду або сульфїду свинцю. Фоторезистор може працювати як на постійному, так і на змінному струмі. Для хорошої роботи оптопари необхідне узгодження випромінювача і фоторезистора по спектральним характеристикам.

На Рисунок – 11.17 схематично зображено резисторні оптопара (Світлодіод і фоторезистор), у якої вихідна ланцюг живиться від джерела постійної або змінної напруги E і має навантаження R_n . Напруга $U_{упр}$, що подається на світлодіод, управляє струмом в навантаженні. Ланцюг управління (ланцюг випромінювача) ізолювана від фоторезистора, який може бути включений в ланцюг щодо високої напруги, наприклад 220 В. Як параметри резисторних оптопар звичайно вказуються максимальні струми і напруги на вході і виході, вихідна опір при нормальній роботі і так зване темноведе вихідна опір (відповідне темновій току при відсутності вхідного струму), опір ізоляції і максимальна напруга ізоляції між входом і виходом, прохідна ємність, час включення і виключення, характеризує інерційність приладу. Найважливіші характеристики оптопари - вхідна вольт-амперна і передатна. Остання показує залежність вихідного опору від вхідного струму. Резисторні оптопари застосовуються для автоматичного регулювання підсилення,

зв'язку між каскадами, управління безконтактними ділянками напруги, модуляції сигналів, формування різних сигналів тощо.

Діодні оптопарі (Рисунок – 16.18) мають звичайно кремнієвий фотодіод і інфрачервоний арсенід-галієвий світлодіод. Фотодіод може працювати в фотогенераторному режимі, створюючи фотоЕРС до 0,8 В, або в фотодіодному режимі. Діоди виготовляють за планарно-епітаксильні технології. Для підвищення швидкодії

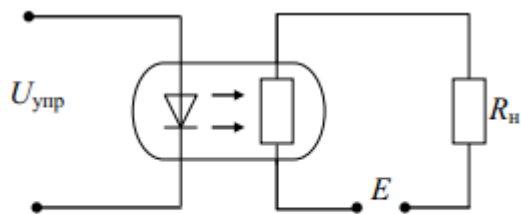


Рис. 16.17. Схема включення резисторной оптопарі

застосовують фотодіоди типу р-і-п.

Основні параметри діодних оптопар - вхідні і вихідні напруги і струми для безперервного та імпульсного режиму, коефіцієнт передачі струму, тобто відношення вихідного струму до вхідного, час наростання і спаду вихідного сигналу, а також інші величини, аналогічні параметрами резисторних оптопар. Коефіцієнт передачі струму звичайно становить лише одиниці відсотків, а час наростання і спаду для р-і-п-фотодіодів може бути знижено до кількох наносекунд. Властивості діодних оптопар відображаються вхідними та вихідними вольт-амперних характеристиками і передавальними характеристиками для фотогенераторного і фотодіодного режиму.

Багатоканальні діодні оптопарі мають в одному корпусі кілька оптопар. Маса оптопарі становить приблизно один грам або десяті частки грама. Оптопарі оформлені в металосклянном корпусі, а для гібридних мікросхем випускаються безкорпусні оптопарі.

Застосування діодних оптопар дуже різноманітно. Наприклад, на основі діодних оптопар створюються імпульсні трансформатори, не мають обмоток. Оптопарі використовуються для передачі сигналів між блоками складної РЕА, для управління роботою різних мікросхем, особливо мікросхем на МДП-транзисторах, у яких вхідний струм дуже малий. Різновид діодних оптопар - оптопарі, в яких фотоприймачем служить фотоварикап (Рисунок – 11.18).

Транзисторні оптопарі (Рисунок – 11.18) мають зазвичай як випромінювача арсенід-Галієв світлодіод, а приймача випромінювання - біполярний кремнієвий фототранзистор типу п-р-п. Основні параметри вхідний ланцюга таких оптопар аналогічні параметрам діодних оптопар. Додатково вказуються максимальні струми, напруги і потужність, пов'язані з вихідний ланцюга, темної струм фототранзистора, час включення і виключення, параметри, що характеризують ізоляцію вхідний ланцюга від вихідний. Оптопарі цього типу працюють головним чином в ключовому режимі і застосовуються в комутаторних схемах, пристроях зв'язку різних датчиків з вимірювальними блоками, як реле і під багатьох інших випадках.

Для підвищення чутливості в оптопарі може бути використаний складовою транзистор (Рисунок – 11.18) або фотодіод з транзистором (Рисунок – 11.18). Оптопарі з складовим транзистором володіють найбільшим коефіцієнтом передачі струму, але найменшим швидкодією, а найбільше швидкодія характерно для діод-транзисторних оптопар.

Як приймач випромінювання в оптопарах застосовуються також одноперехідні транзисторі (Рисунок – 1118, в). Такі оптопарі зазвичай використовуються для ключових схем, наприклад для керованих релаксаційних генераторів, що створюють імпульси

прямокутної форми. Одноперехідного фототранзистор універсальний: його можна використовувати як фоторезистор, якщо не включений емітерний перехід, або як фотодіод, якщо включений тільки один цей перехід.

Різновид транзисторних оптопар - оптопари з польовим фототранзистором (Рисунок – 11.18, ж). Вони відрізняються гарною лінійністю вихідний вольт-амперної характеристики в широкому діапазоні напруг і струмів і тому зручні для аналогових схем.

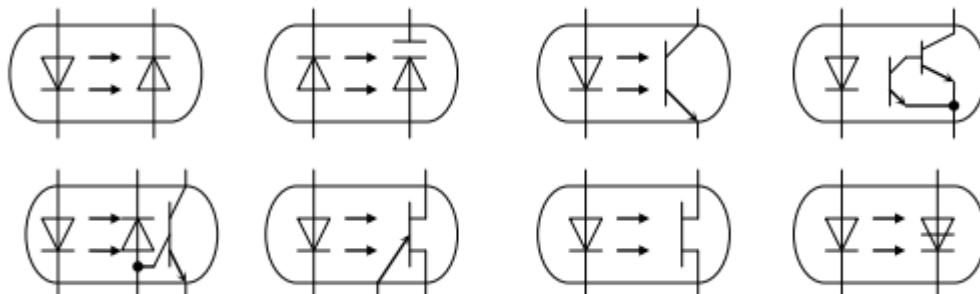


Рисунок – 11.18. Різні типи оптопар

Тиристорні оптопари мають як фотоприймача кремнієвий фототиристор (рис 11.18) і застосовуються в ключових режимах. Основна область використання - схеми для формування потужних імпульсів, управління потужними тиристорами, управління і комутації різних пристроїв з потужними навантаженнями. Параметри тиристорних оптопар - вхідні та вихідні струми і напруги, відповідні включенню, робочого режиму і максимальним допустимим режимам, а також час включення і виключення, параметри ізоляції між вхідний і вихідний ланцюгами. Вхідні та вихідні струми і напруги, відповідні включенню, робочого режиму і максимальним допустимим режимам, а також час включення і виключення, параметри ізоляції між вхідний і вихідний ланцюгами.

Оптоелектронні інтегральні схеми (ОЕ ІМС) мають оптичний зв'язок між окремими вузлами або компонентами. У цих мікросхемах виготовлених на основі діодних, транзисторних і тиристорних оптопар, крім випромінювачів і фотоприймачів містяться ще пристрої для обробки сигналів, отриманих від фотоприймача. Особливість ОЕ ІМС - односпрямована передача сигналу і відсутність зворотного зв'язку.

Різні ОЕ ІМС використовуються головним чином як перемикачів логічних і аналогових сигналів, реле і схем цифро- буквеної індикації. Крім ряду параметрів, аналогічних параметрами звичайних оптопар, для ОЕ ІМС ще характерні вхідні та вихідні струми і напруги, що відповідають логічним одиниці і нуля, час затримки включення і виключення, напруга джерела живлення і споживаний струм.

Існують типи оптронів, наприклад з оптичним входом і виходом, які призначені для перетворення світлових сигналів, індикаторні ОЕ ІМС з декількома вбудованими світлодіодами або з сегментним світлодіодним індикатором. Техніка на основі оптоелектронних приладів дуже перспективна і безперервно розвивається.

Лекція 12. Операційні підсилювачі

12.1 Класифікація підсилювачів.

12.2 Основні технічні показники підсилювачів.

12.3 Характеристики підсилювачів.

12.1 Класифікація підсилювачів.

Пристрій, призначений для посилення електричних сигналів, називається електронним підсилювачем.

Основною класифікацією підсилювачів є класифікація по діапазону підсилюваних частот.

1. Підсилювачі низької частоти (ПНЧ) - діапазон підсилювання частот від 10Гц до 100кГц.
2. Підсилювачі високої частоти (ПВЧ) - діапазон підсилювання частот від 100кГц до 100МГц.
3. Підсилювачі постійного струму (ППС). Вони можуть посилювати постійний струм. Діапазон підсилювання частот від 0Гц до 100кГц.
4. Імпульсні підсилювачі (ПІ) - широкополосні імпульсні- та відеопідсилювачі. Частотний діапазон підсилюваних частот від 1кГц до 100кГц.
5. Вибірчі, чи резонансні підсилювачі - це підсилювачі, що працюють у вузькому діапазоні частот.

12.2 Основні технічні показники підсилювачів.

1. Коефіцієнт підсилення.

$$K_n = U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}}$$

Якщо коефіцієнт підсилення недостатній, застосовуються багатокаскадні підсилювачі.

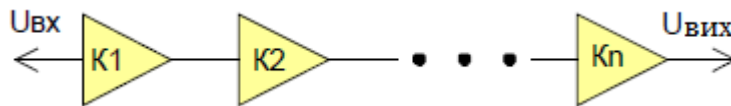


Рисунок – 12.1 Схема трансформації показників підсилення

У багатокаскадних підсилювачах загальний коефіцієнт посилення дорівнює добутку коефіцієнтів посилення кожного каскаду.

2. Вхідний і вихідний опір. Еквівалентну схему підсилювача можна представити наступним чином.

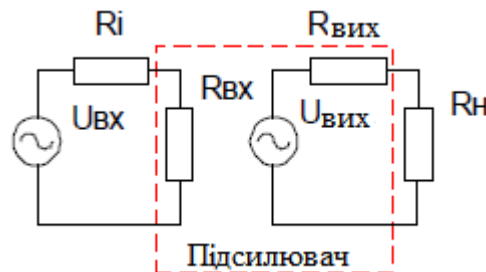


Рисунок – 12.2 Еквівалентна схема

Завдання передачі максимальної енергії від джерела сигналу на вхід підсилювача, а також з виходу підсилювача на навантаження називається узгодженням. Для оптимального узгодження вхідний опір підсилювача повинен бути якомога більшим, тобто значно більшим за внутрішній опір джерела сигналу, а вихідний опір значно меншим ніж опір навантаження. Питання узгодження виникають і в багатокаскадних підсилювачах. Якщо два підсилювальних каскади не узгоджені між собою по вхідному і вихідному опорі, то між ними ставиться емітерний повторювач, що має дуже великий вхідний і малий вихідний опір.

3. Вихідна потужність і ККД підсилювача. Вихідна потужність може бути визначена за формулою:

$$P_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{вих}}^2}{R_H}$$

Значно збільшити вихідну потужність підсилювача неможна, тому що при великій вихідній напрузі з'являються спотворення підсилюваного сигналу за рахунок нелінійності

характеристик підсилювальних елементів. Тому вноситься поняття номінальної вихідної потужності. Це найбільша вихідна потужність, при якій сигнал не спотворюється. ККД підсилювача можна визначити за такою формулою:

$$\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{іст}}} \cdot 100\%$$

4. Рівень власних шумів складається з наступних складових:

- Теплові шуми при нагріванні опорів, ємностей.
- Шуми підсилювальних елементів.
- Шум за рахунок пульсацій джерела живлення.

5. Діапазон підсилюваних частот (смуга пропускання підсилювача). Це смуга частот, у якій вихідна напруга зменшується не більше ніж до 0,7 своєї максимальної величини.

6. Спотворення підсилювача виникають за рахунок нелінійності характеристик транзисторів. Спотворення відбуваються за рахунок появи в спектрі сигналу вищих гармонійних складових, і характеризується коефіцієнтом нелінійних спотворень (або коефіцієнт гармонік).

$$K_r = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \cdot 100\%$$

Характеристики підсилювачів:

1. Амплітудна характеристика - це залежність амплітуди вихідного сигналу від амплітуди вхідного сигналу (дивіться рисунок 216). $U_{\text{вих}} = f(U_{\text{вх}})$.
- 2.

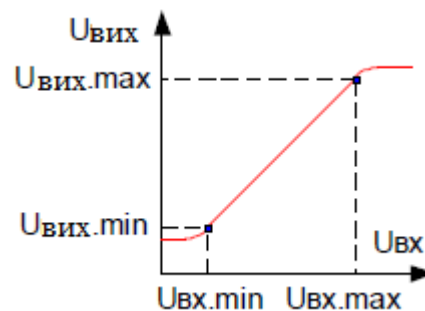


Рисунок – 12.3 Залежність напруги від амплітуди сигналу

2. Динамічний діапазон:

$$D = 20 \lg \frac{U_{\text{вх.max}}}{U_{\text{вх.min}}} \text{ [дБ]}$$

3. Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) являє собою залежність амплітуди вихідного сигналу від частоти при постійній амплітуді вхідного сигналу.

$U_{\text{вх}} = f(F)$ при $U_{\text{вх}} = \text{const}$.

Часто АЧХ представляють у вигляді залежності $K_n = f(F)$ при $U_{\text{вх}} = \text{const}$.

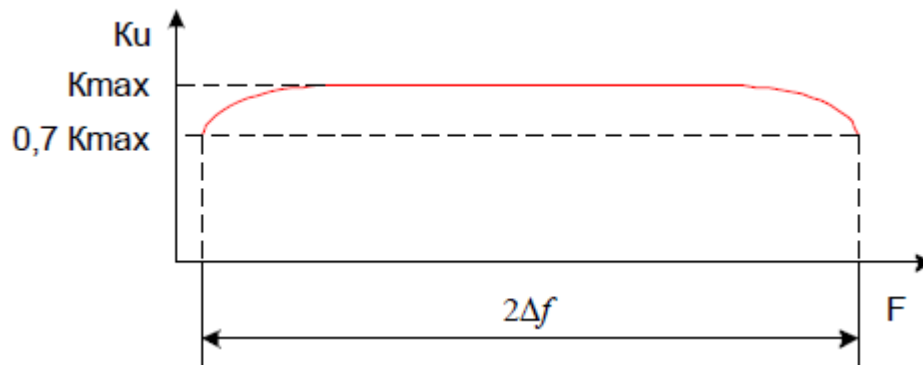


Рисунок – 12.4 Залежність коефіцієнта підсилення від частоти

4. Залежність коефіцієнта підсилення від частоти характеризується коефіцієнтом частотних спотворень. Коефіцієнт частотних спотворень для низьких частот визначається співвідношенням:

$$M_{нч} = \frac{K_{п.ср}}{K_{п.н}}$$

Коефіцієнт частотних спотворень для високих частот визначається співвідношенням:

$$M_{вч} = \frac{K_{п.ср}}{K_{п.в}}$$

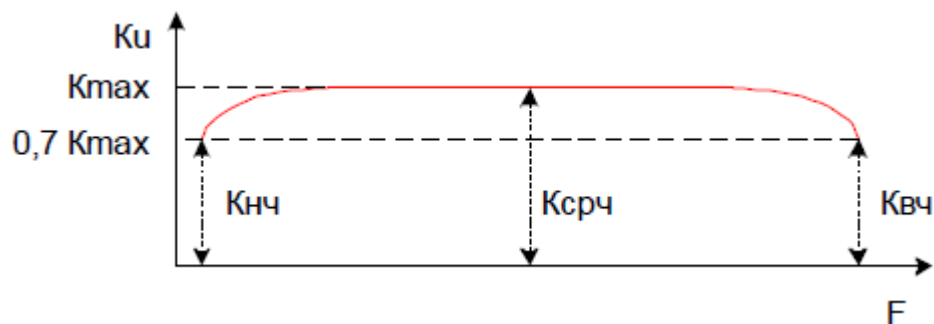


Рисунок – 12.5 Коефіцієнт частотних спотворень для високих частот

5. У радіотехніці часто застосовують нормовані АЧХ. Нормована АЧХ представляє собою наступну залежність:

$$\frac{K_c}{K_{с.мах}} = f(F) \text{ при } U_{вх} = const$$

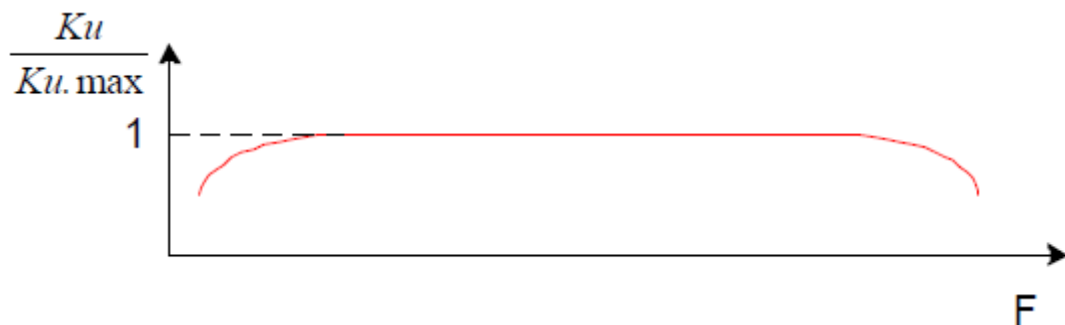


Рисунок – 12.6 Нормовані АЧХ.

6. Фазова характеристика - це залежність різниці фаз між вхідними та вихідними сигналами від частоти. $\varphi = f(F)$.

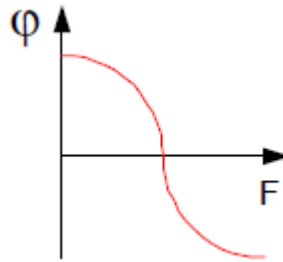


Рисунок – 12.7 Фазова характеристика

12.3 Операційні підсилювачі

Класифікація і основні параметри ОП.

Операційним підсилювачем називається пристрій, призначений для виконання математичних операцій з аналоговими сигналами, що має винятково високий коефіцієнт підсилення, дуже великий вхідний і малий вихідний опір та виконаний в мікроелектронному виконанні.

Операційний підсилювач включає у свій склад один або кілька диференціальних каскадів ППС, генератор стабільного струму для живлення цих каскадів і вихідні емітерні повторювачі для збільшення вхідного і зменшення вихідного опору.

Приклад маркування ОП: К553УД2 наведено на Рисунок – 12.8.

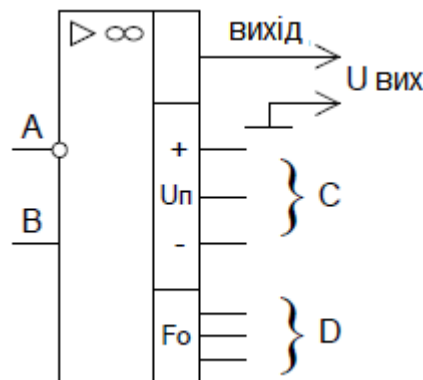


Рисунок – 12.18 Приклад маркування ОП: К553УД2

Вхід А - інвертуючий вхід.

Вхід В - неінвертуючий вхід.

Входи С - для підключення двополярного ДЖ.

Входи D - виводи для підключення ланцюгів корекції.

ОП поділяють за такими ознаками:

- ОП загального застосування
- Потужні ОП
- ОП з керованими параметрами
- Швидкодіючі ОП

До основних параметрів ОП відносяться наступні:

- напруга ДЖ
- коефіцієнт підсилення
- вхідний опір
- Споживчий струм ДЖ або споживана потужність
- Коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу [дБ]

- Швидкість наростання вихідної напруги. Вона показує швидкодію ОП [В/мкс] (Рисунок – 12.18).

$$K_n = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta t} \text{ [В/мкс]}$$

У технічній літературі зустрічається опис ОП, зображене на рисунку 12.20.

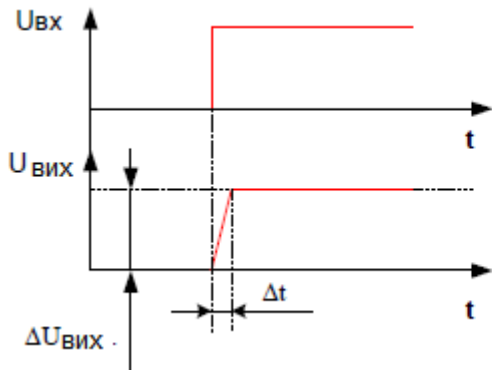


Рисунок – 12.19 Імпульсна характеристика зображення ОП

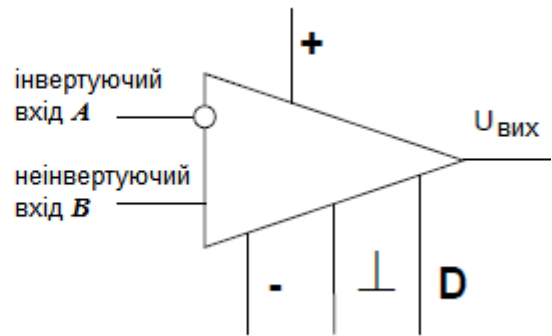


Рисунок – 12.20 Графічне зображення ОП

Так як ОП має дуже великий коефіцієнт підсилення і досить складну схему, то при роботі на певних частотах можлива поява небажаних фазових зрушень, що призводять до утворення позитивних ЗЗ і, як наслідок, до самозбудження підсилювача.

Для усунення цих можливостей застосовуються ланцюги корекції, що представляють різноманітні RC-ланцюги. Ланцюги корекції можуть бути як зовнішніми, тобто за допомогою навісних елементів, так і внутрішніми, тобто всередині корпусу мікросхеми. Причому ланцюги корекції розробляються на етапі проектування ОП і є індивідуальними для кожного конкретного типу ОП.

2) Схеми включення ОП.

Оскільки на вході ОП стоїть диференціальний каскад підсилення, що має інвертуючий і неінвертуючий входи, то розрізняють два основних види включень - інвертованих і неінвертованих. Крім цього ОП за рахунок високого коефіцієнта підсилення повинен бути охоплений глибоким НЗЗ для забезпечення стійкості його роботи.

Інвертуюча схема включення ОП зображена на рисунку 12.21.

$$K = \frac{R_{\text{НЗЗ}} + R_1}{R_1}; R_{\text{ЗЗ}} \gg R_1; K \approx \frac{R_{\text{ЗЗ}}}{R_1}$$

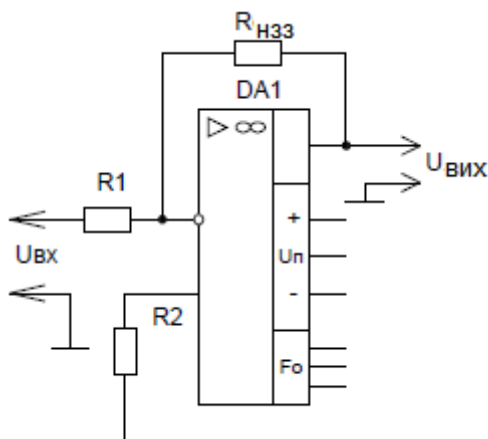


Рисунок – 12.21 ОП зі зворотнім зв'язком

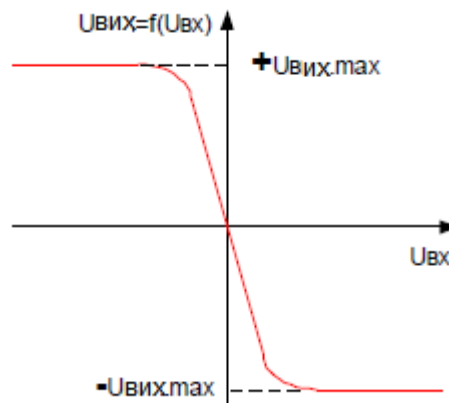


Рисунок – 12.22 Перехідний процес ОП

Не інвертується схема включення ОП зображена на рисунку 12.21. $K \approx \frac{R_{33}}{R_1}$;

Так як ОП призначені для проведення математичних операцій з аналоговими сигналами, то розрізняють підсумовуючі, інтегруючі та диференціюючі включення ОП. Схема диференційного включення ОП зображено на рисунку 12.23.

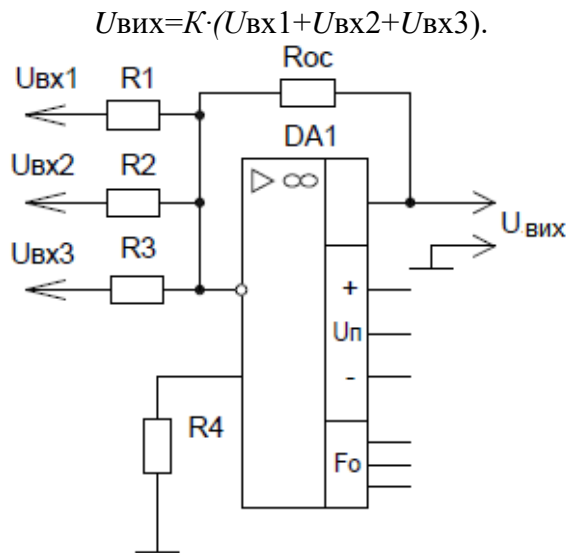


Рисунок – 12.23 Схема включення диференційного ОП

Схема інвертуючого включення ОП зображено на рисунку 12.24.

$$U_{\text{вих}} = K \int_0^t U_{\text{вх}}(t) dt$$

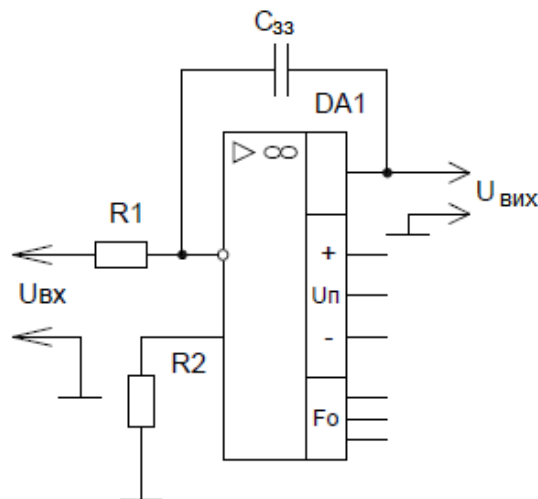


Рисунок – 12.24 Схема включення інвертуючого ОП

Схема диференційного включення ОП зображено на рисунку 12.23.

$$U_{\text{вих}} = K \cdot \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}$$

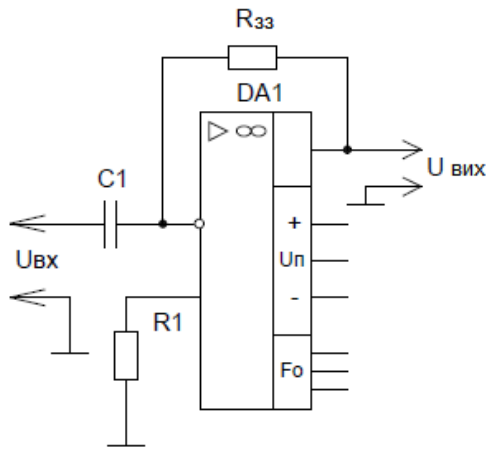


Рисунок – 12.27 Схема включення інвертуючого ОП зі зворотнім зв'язком

Оскільки ОП з керованими параметрами мають дуже малу номенклатуру, то застосовують управління таким параметром як коефіцієнт посилення за допомогою різних зовнішніх ланцюгів, причому коефіцієнт підсилення може керуватися як аналоговим сигналом, так і цифровим кодом.

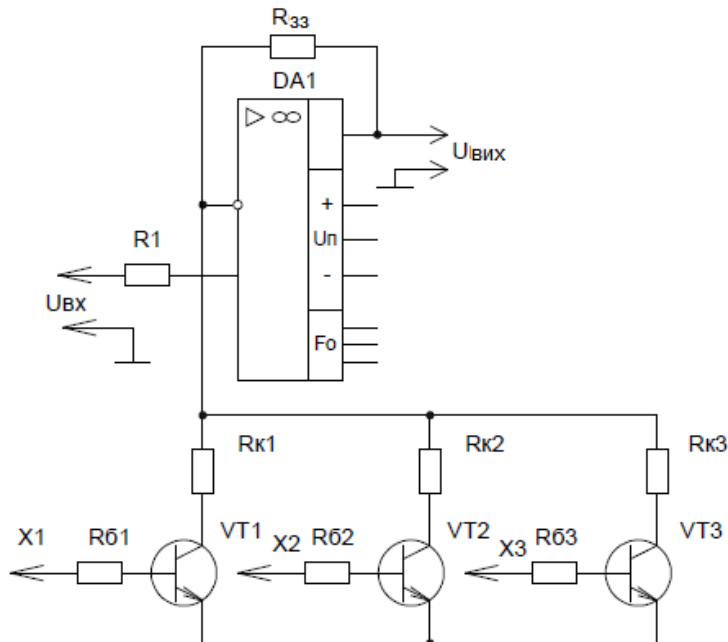


Рисунок – 12.28 Комплексна схема включення інвертуючого ОП зі зворотнім зв'язком

При подачі на один з входів логічної одиниці відповідний транзисторний ключ відкривається і в ланцюг інвертуючого входу виявляється включене колекторне навантаження даного ключа.

$$K \approx \frac{R_{зз}}{R_{інв}}$$

Змінюючи цифровий код на входах ключів, можна до інвертуючого входу підключити цілий ряд колекторних навантажень, включених в паралель і відповідно змінювати коефіцієнт підсилення схеми.

Управління коефіцієнтом підсилення за допомогою аналогового сигналу можна здійснювати за допомогою польового транзистора (див. рисунок 268).

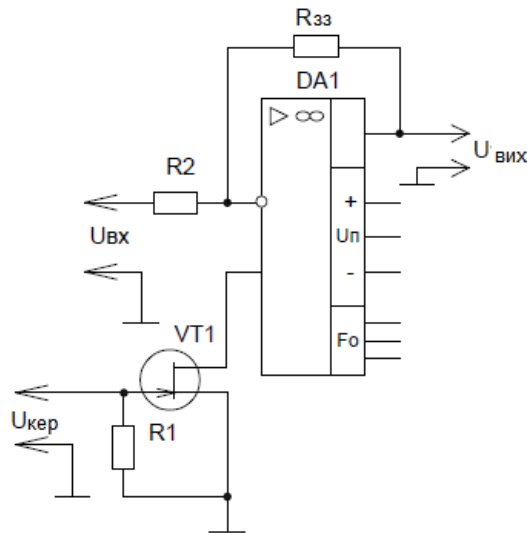


Рисунок – 12.29 Комплексна схема включення інвертуючого ОП зі зворотнім зв'язком

У даній схемі роль опору, підключеного до інвертуючого входу, виконує канал польового транзистора VT1. Змінюючи напругу, що керує, можна змінювати ширину каналу, отже, і його опір, що буде приводити до зміни коефіцієнта підсилення.

Широке застосування ОП знайшли в активних фільтрах.

На рисунку 12.30 приведена схема фільтра низької частоти (ФНЧ).

$$K = \frac{X_{зз} \downarrow}{R_{інв} \uparrow}$$

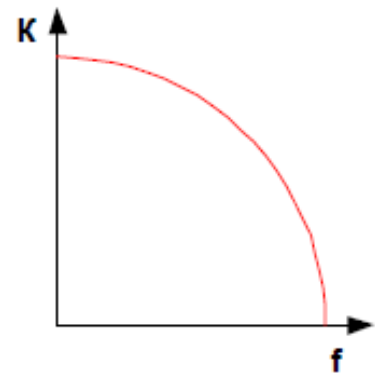
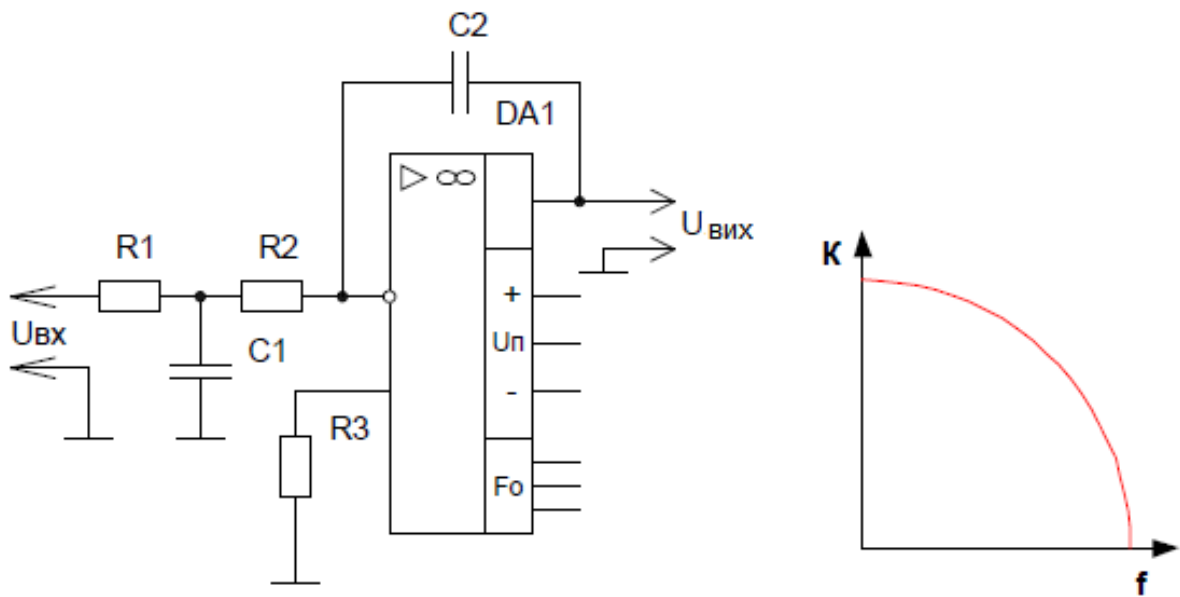


Рисунок – 12.30 Схема фільтра низької частоти Рисунок – 12.31 Амплітудо-частотна характеристика

На рисунку 12.32 приведена схема фільтра високої частоти (ФВЧ).

$$K \uparrow = \frac{R_1}{R_2 \uparrow + \frac{1}{\omega \cdot C_1} \downarrow}$$

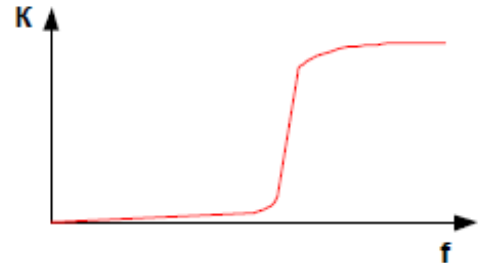
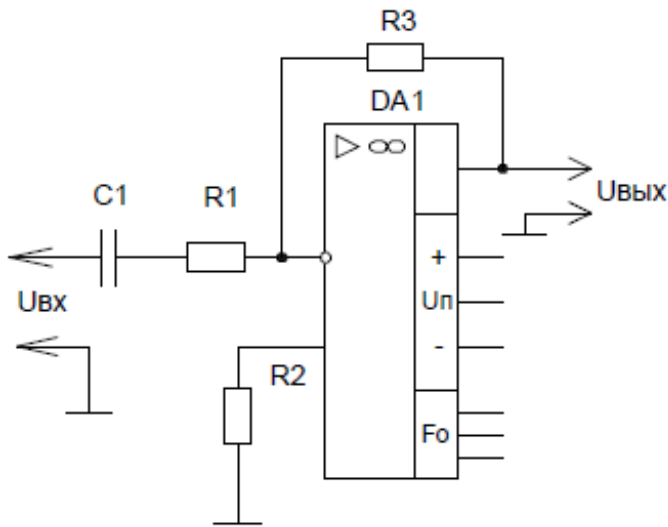
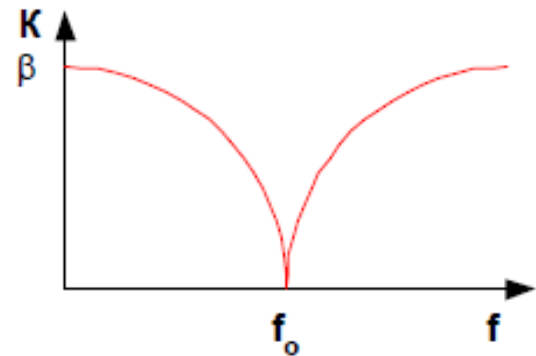
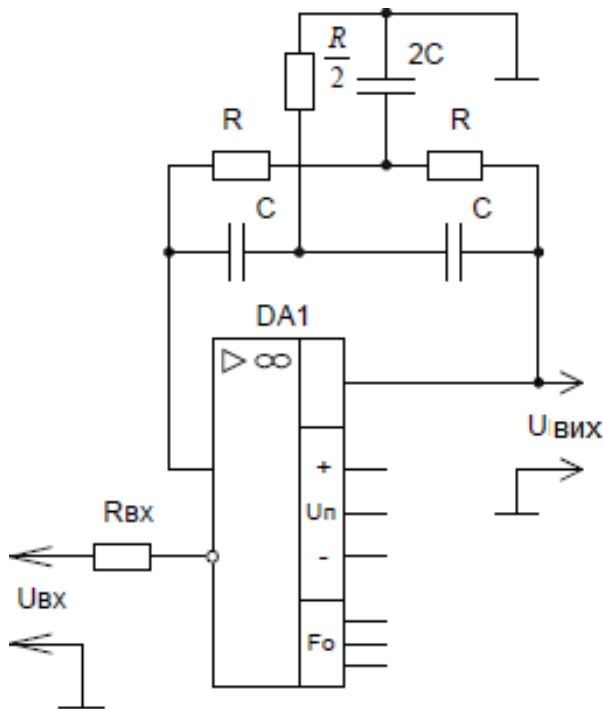


Рисунок – 12.33 Схема фільтра високої частоти

Рисунок – 12.34 Амплітудо-частотна характеристика

На рисунку 12. 35 приведена схема смугового фільтра (СФ).



$$f_0 = \frac{1}{(2\pi RC)}$$

Рисунок – 12.35 Схема смугового фільтра

Рисунок – 12.36 Амплітудо-частотна характеристика

Коефіцієнт передачі подвійного Т-подібного моста на частоті f_0 буде мінімальним, а це означає, що опір буде максимальним. А так як подвійний Т-подібний міст розташований у ланцюзі НЗЗ, то коефіцієнт підсилення на частоті f_0 буде максимальним. Перестроюємо дану схему так, щоб даний фільтр перетворився на режекторний.

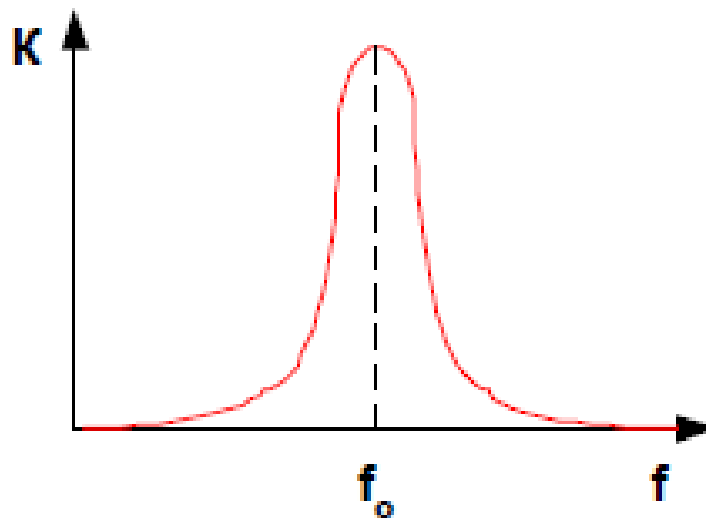


Рисунок – 12.37 Характеристика фільтра

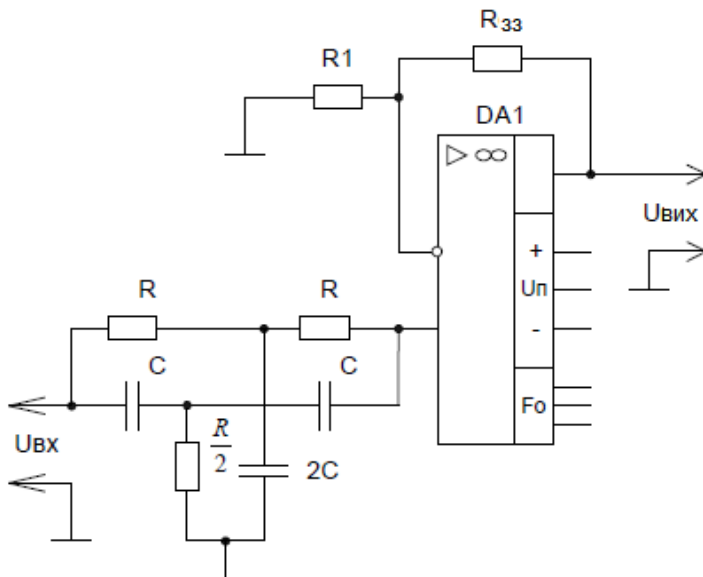


Рисунок – 12.38 Схема включення фільтра

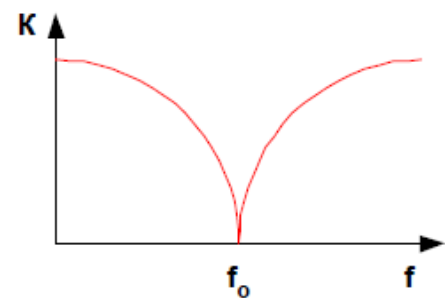


Рисунок – 12.39 Частотна характеристика

На частоті f_0 коефіцієнт передачі подвійного Т-подібного моста буде дорівнює нулю, відповідно, опір його буде дуже велике, а так як подвійний Т - подібний міст включений послідовно з вхідним сигналом, то коефіцієнт підсилення на частоті f_0 буде мінімальним.

Література

1. Кириленко О. В. Електроніка: аналогова та цифрова. Навч. посіб. для студентів технічних спеціальностей. Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2022. 254 с.
2. Островерхов М. Я., Сенько В. І., Чибеліс В. І. «Електроніка і мікросхемотехніка. Практикум: Навч. посібник» / Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. 223 с.
3. Піддубний В. О., Товкач І. О. Елементна база радіоелектронної апаратури. В 4 ч. Ч. 1.: Пасивні радіокомпоненти. Навч. посіб. для студ. спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка». Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2021. 98 с.
4. Рябенський В. М. Цифрова схемотехніка: навчальний посібник для ВНЗ. Новий світ, 2020. 736 с
5. Готра З. Ю. Мікроелектронні сенсори фізичних величин: Науково-навчальне видання в 3-х томах. Львів: Ліга-Прес. 2020.
6. Іванов С. В., Михайленко Т. О. Основи електроніки: навч. посіб. для студ. спеціальностей 171 «Електроніка» та 172 «Телекомунікації та радіотехніка». Харків: ХНУРЕ, 2020. 188 с.
7. Нечай А. П., Романенко О. Л. Аналогова та цифрова електроніка: навч. посіб. Київ: КНУБА, 2021. 206 с.
8. Чала Н. І. Електроніка: навч. посіб. для студентів інженерних спеціальностей. Тернопіль: ТНТУ, 2023. 194 с.
9. Лишук В. В., Заблоцький В. Ю. Перспективи побудови автономних перетворювачів частоти. Технічні вісті, 2022/1(55), 2(56), С.36-39.
10. Мороз С.А., Заблоцький В.Ю., Приступа С.О., Євсюк М.М., Лишук В.В. Аналіз технічних характеристик термодавачів для проектування електронних термометрів. Збірник наукових праць «Перспективні технології та прилади». 2022. №21. С. 55-60
11. Лишук В. В., Заблоцький В. Ю., Приступа С. О., Мороз С. А., Євсюк М. М. Дослідження мехатронної системи «перетворювач частоти-асинхронний двигун-автомобільний генератор». Науковий журнал «Комп'ютерно-інтегровані технології: освіта, наука, виробництво». Луцьк, 2024. Випуск № 58. С.127-135.

Е 50

Електроніка: конспект лекцій для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти освітніх програм «Електроніка», «Автомобільна електроніка», галузі знань 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації, спеціальності 171 Електроніка денної та заочної форм навчання / уклад. В.Ю. Заблоцький. – Луцьк: ЛНТУ, 2026. – 93 с.

Комп'ютерний набір
Редактор

В.Ю. Заблоцький
В.Ю. Заблоцький

Підп. до друку “___” _____ 2026 р.
Формат 60x84/16. Папір офс. Гарн. Таймс.
Ум. друк. арк.4,75. Обл. – вид. арк. 4,25.
Тираж ___ прим. Зам. _____.

Відділ іміджу та промоції
Луцького національного технічного університету
43018 м. Луцьк, вул. Львівська, 75
Друк – ВІП ЛНТУ