

**Управління освіти і науки Кіровоградської облдержадміністрації
Вище професійне училище №9 м. Кіровоград**

**Основи електроніки
(навчальний посібник)**

**Кіровоград
2004**

Посібник розроблений з метою підвищення ефективності самостійної роботи учнів та доповнення навчального матеріалу наявної навчальної літератури до рівня підготовки молодшого спеціаліста старшим викладачем спеціалістом вищої категорії Гітельманом О.Л.

Розглянуто та схвалено на засіданні методичної комісії з напряму зв'язок. Протокол №7 від 30.03.2004 року.

Рецензенти:

Буйнов В.В. – кандидат технічних наук, доцент кафедри автоматизації виробничих процесів Кіровоградського національного технічного університету;

Черній Л.О. – методист НМК ПТО в Кіровоградській області, спеціаліст вищої категорії;

Терьохін О.Є. – заступник директора з НВЧ вищого професійного училища м. Кіровограда.

ПЕРЕДМОВА

Збірник включає в себе необхідний матеріал для успішного засвоєння окремих розділів тем навчального предмету „Основи електроніки”. Посібник складається з 89 сторінок. У відповідності до програми до збірнику увійшли такі розділи: історія розвитку електроніки, електропровідність напівпровідників, р-п переходи, біполярні транзистори, польові транзистори, польові транзистори МДН, зворотний зв'язок, підсилювачі постійного струму, операційні підсилювачі.

При аналізі електричних схем розглядаються можливі режими роботи їх активних елементів, способи реалізації цих режимів, часові діаграми. Значний об'єм займає опис схем, що використовуються в сучасній радіоелектронній апаратурі.

Діапазон ілюстративного матеріалу розробки містить схемно-графічні, конструктивно-технологічні, історичні рисунки з загальною кількістю 80 ілюстрацій.

Однією з особливостей посібника є використання в ньому науково-історичних матеріалів, що сприяє всебічному розвитку особистості, підвищенню ерудиції учня не лише в галузі професійної підготовки, а й в галузі загальнолюдської культури.

Навчальний посібник призначений для учнів вищих професійних училищ з напрямку зв'язок.

§1 Історичний огляд

Що таке електроніка? Це передача, прийом, обробка і зберігання інформації за допомогою електричних зарядів. Це наука, технічні прийоми, промисловість.

Що стосується інформації, то завжди, коли було людство, це все було. Людське мислення, мова, вузлики на спомин, сигнальні багаття, семафорний телеграф і т.д. це прийом, передача, обробка і зберігання інформації. І це було не меншим ніж 5000 років. Але тільки недавно, в кінці 18 століття, були винайдені телефон і телеграф – пристрої для передачі і прийому інформації за допомогою електричних сигналів. Це – початок електроніки, як вона зараз називається.

Далі електроніка досить швидко розвивається. У 1895 р. Попов винайшов і побудував діючу модель радіо – електронний пристрій для бездротової передачі інформації – грозовідмітник. Герц провів досліди по поширенню радіохвиль, Марконі розвинув і застосував ці досліди для побудови радіо з вибором передаючої радіостанції по довжині хвилі випромінювання.

Але на початку не було хорошого підсилювального елемента для електричних пристроїв. Тому справжній розвиток електроніки почався з 1904 р., коли була винайдена радіолампа діод, а в 1907 р. тріод. Вони виглядають так, як показано на рис.1.1. Зліва зображена радіолампа діод, яка складається з герметичного балона, а всередині балона вакуум і декілька металевих конструкцій з виведеними

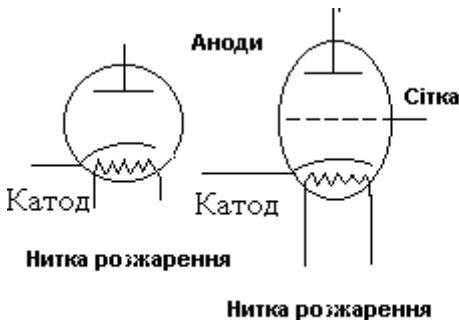


Рис.1.1 Будова радіоламп

назовні електродами. Одна з них нитка напруга, по ній пропускається електричний струм, який нагріває її до температури в 700-2300 °С. Ця нитка розігріває катод, до якого підводиться негативна напруга, і катод випускає електрони. До анода підводиться позитивне напруга, різниця потенціалів досить висока (100-300 В), і тому електрони, що вилетіли з катода, полетять до анода, і отже, в лампі потече струм. При зміні

знаку напруги електрони з холодного анода вилітати не будуть, не буде і струму. Тому діод може виконувати роль випрямляча змінної напруги.

На рис.1.1 праворуч зображена радіолампа тріод. У ній все також, що і у діода, але є додатковий електрод керуюча сітка. Звичайно на сітку подається негативний потенціал, і вона відштовхує електрони, що емітували з катода. Тому, чим більш негативний потенціал сітки, тим менше електронів протече від катода до анода. Таким чином, потенціал сітки служить для управління струмом в радіолампі. Звичайно сітка в лампі привернена до катода набагато ближче, ніж анод, тому малими потенціалами сітки можна управляти великими струмами лампи. Якщо напруга до анода подається через великий опір, то і потенціали на аноді будуть мінятися сильніше, ніж на сітці. Це електронний підсилювач напруги.

Радіолампи пройшли дуже великий шлях розвитку. З'явилися більш довершені тетроди і пентоди - лампи з чотирма і п'ятьма електродами та великими коефіцієнтами підсилення. Почали робити більш складні радіолампи: з більше ніж п'ятьма електродами. З них найбільше поширення отримали здвоєні радіолампи: здвоєні діоди, тріоди, діод-тріоди і т.д. З'явилися газонаповнені лампи газотрони. В них є газ, правда, що знаходиться під невеликим тиском. Звичайно він іонізується, з'являються іони - атоми без електрона, що мають позитивний заряд. Протікання струму в таких лампах більш складне: він може бути як електронним, так і іонним. Розміри радіоламп були дуже різними: від мініатюрних пальчикових до величезних в зріст людини.

Винахід тріода відкрив великі можливості розвитку електроніки. Світова кількість радіоламп, що випускаються зросла перед другою світовою війною до багатьох мільйонів штук в рік. Були винайдені і створені багато пристроїв для прийому і передачі інформації. Телефон і телеграф, радіоприймачі і радіопередавачі. Замість патефонів з'явилися програвачі пластинок, з'явилися магнітофони. Почали розроблятися телевізори.

Але це все тільки частина задач електроніки: прийом, передача і зберігання інформації. А де ж обробка інформації, найбільш важлива, складна і цікава її частина? Очевидно, що її може робити тільки обчислювальний пристрій.

На початок Другої світової війни вже з'явилися електронні арифмометри обробники цифрової інформації. Але справжній

розвиток цієї області електроніки почався з виникнення електронних обчислювальних машин (ЕОМ). Воно почалося в 1948 році в США була зроблена перша ЕОМ на радіолампах ЕНІАК. Ось деякі її параметри:

Таблиця 1. Параметри ЕОМ ЕНІАК

Кількість радіоламп, шт	18 000
Кількість інших елементів, шт	100 000
Вага, т	30
Площа, м ²	100
Потужність, що розсіюється, кВт	100
Швидкодія, кГц	10

Як видно з цієї таблиці це грандіозна споруда. І вона мала всі характерні риси сучасної ЕОМ: пам'ять, яка містила дані і програму їх обробки, арифметико-логічний пристрій, зв'язок із зовнішніми пристроями. Але, звичайно, у неї ще було і багато недоліків. У порівнянні з сучасним рівнем техніки, ця ЕОМ менш складна, ніж простий калькулятор, особливо якщо він може програмуватися. Але за вагою (30 т в порівнянні з 50 г), по площі, що займається, по потужності, що розсіюється, сучасні калькулятори її істотно перевершують. Особливо важливо, що їх швидкодія ніяк не менше 1 МГц, тобто в сто разів більше, ніж у першої ЕОМ.

Але набагато більш істотним є термін служби першої ЕОМ. У основному він залежить від терміна служби радіолампи. А він визначається інтенсивністю відмов

$$\lambda = 10^{-5} \text{ год}^{-1}$$

Тобто з 100 000 радіоламп одна відмовить за час 1 години. Або іншими словами, термін служби однієї радіолампи рівний

$$T = 1/\lambda \cdot 10^5 \text{ год.}$$

Це багато. Дійсно, якщо вважати, що в добі приблизно по 25 годин, то це 4 000 днів, або приблизно 12 років роботи до відмови. Це непогано.

Але коли замість 5-20 радіоламп одночасно повинні працювати 18 000 радіоламп, ситуація різко міняється. Всі радіолампи служать 12 років, але виходять з ладу випадково, в будь-який момент часу. І вихід хоч однієї радіолампи з ладу приводить до виходу всього пристрою. У цьому випадку для всього пристрою можна записати:

$$\lambda_{\text{заг}} = N * \lambda = 18\,000 * 10^{-5} = 0,18 \text{ год}^{-1}$$

А термін служби всього пристрою дорівнює

$$T_{\text{заг}} = 5 \text{ год.}$$

Тобто термін служби ЕНІАКа всього 5 годин! У середньому через кожні 5 год якась радіолампа виходила з ладу. Знайти з 18 000 радіоламп непрацюючу не так вже просто. А після того, як вона знайдена, треба її замінити, і провести перевірку ЕОМ на працездатність. На все це йшло ще біля 5 год.

Але нам треба робити більш складну ЕОМ. Якщо ми ускладнимо її так, що в ній буде в 10 разів більше радіоламп, термін служби поменшає в 10 раз, тобто буде рівний 0,5 ч. А на ремонт буде йти ще більше часу. Це катастрофа кількостей.

Весь подальший розвиток електроніки пов'язаний з боротьбою з катастрофою кількостей. Для цього треба було знизити інтенсивність відмов радіолампи. Але радіолампа складний пристрій. По-перше, всередині неї глибокий вакуум, якщо він загубиться, анодний струм радіолампи знизиться через зіткнення електронів з атомами повітря і з іонами, що утворились внаслідок цих зіткнень. Сітка лампи це дротяна спіраль, яка намотана навколо катода. Вона слаба, не витримує перевантажень, вібрацій. Нитка розжарення нагріта до високої температури, тому випускає не тільки електрони, але і досить багато атомів, тобто нитка весь час випаровується. Усунути всі ці недоліки і підвищити термін служби не вдалося. І ось, в 1948 р., винайшли транзистор. Він виглядав так, як показано на рис.1.2.

Він набагато краще за радіолампи: менше, легше, немає нитки розжарення. Розміри його не більше одного міліметра. Це суцільний шматок напівпровідника, вельми міцного кристала, по міцності не поступливого сталі або чавуну. Тому у транзистора інтенсивність відмов менша, приблизно $\lambda=10^{-7} \text{ год}^{-1}$.

Транзистори дуже швидко завоювали ринок збуту. Вже в 1949 р. в США

зробили першу транзисторну ЕОМ, аналогічну ЕНІАКу, тобто через рік після винаходу транзистора. Для ілюстрації цього приведемо

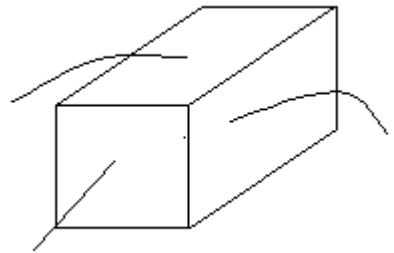
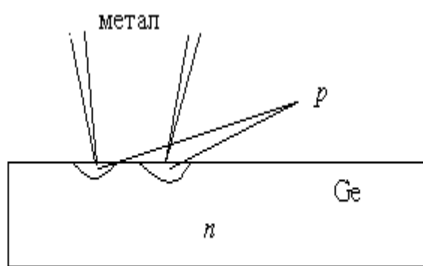


Рис.1.2 Перший транзистор

цитату з журналу "Наука і життя", 1986, № 2, стор. 90: "... якщо вести відлік від перших машин, то сьогодні об'єми внутрішньої пам'яті ЕОМ збільшилися в сотні разів, а швидкодія в сотні тисяч разів, в тисячі разів поменшало споживання енергії, і знизилася вартість. Фахівці прикинули, що якби такими темпами прогресувало автомобілебудування, то машина класу "Волги" рухалася б ледве чи не з швидкістю світла, споживала б декілька грамів бензину на сотню кілометрів і коштувала б декілька рублів".

Подивимося детальніше, як же був винайдений транзистор? Виявляється, його винайшли, досліджуючи взаємовплив двох р-п переходів (напівпровідникових діодів), розташованих на дуже малій відстані. Це показано на рис.1.3



Дві металеві дуже гострі голки вміщувалися на поверхні германія (напівпровідник) на малій відстані один від одного, і потім припікалися (пропускався сильний струм на короткий час). При цьому відбувалося розігрівання напівпровідника,

Рис.1.3. Будова транзистора метал частково розчинявся в напівпровіднику, і також дифундував всередину його. Метал підбирався таким чином, що його атоми створювали електронний напівпровідник (п-тип). Таким чином виходили два р-п переходи. А оскільки вони були дуже близькі, то вступали у взаємодію, і виходив транзистор.

Перші транзистори так і виготовлялися, і ця технологія називалася крапкової. Очевидні недоліки її. Справа в тому, що по теорії транзисторів відстань між р-п переходами повинна бути набагато менше дифузійної довжини, а вона дуже маленька, лежить в межах від одиниць до десятків мікрометрів (звичайно кажуть мікронів). Розташувати дві голочки так близько неможливо, мікрон значно менший товщини людського волосся (приблизно 50 мкм).

Можна вважати, що відстань між голками порівнянна з товщиною людського волосся і приблизно дорівнює 0,1 мм, або 100 мкм. Далі треба пропустити іскру електричного розряду через голочки, так, щоб сталися плавлення, розчинення і дифузія металу. Процес, що важко відтворюється. Тому багато які транзистори,

виготовлені по цій технології, виявлялися бракованими: або р-п переходи зливалися, або відстань між ними була дуже великою. А коефіцієнт підсилення транзистора був взагалі випадковою величиною.

Було потрібне вдосконалення технології виготовлення транзисторів. Перший крок в цьому напрямі був отриманий, коли крапкову технологію замінили на сплаву (рис.1.4).

Тут зображена основна конструкція, що застосовується в цьому методі: дві графітові пластини з невеликими ямками для алюмінію оточують з двох боків пластину германія з електронною електропровідністю (п-типу). Ця конструкція вміщується в піч з високою температурою (600-800°C).

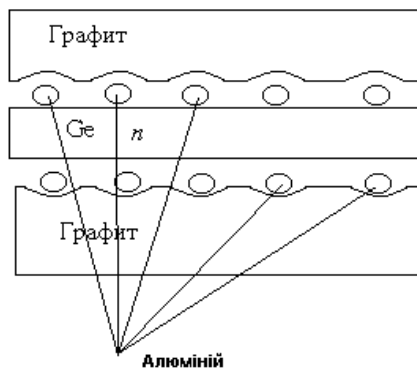


Рис.1.4 Сплавний транзистор

Алюміній розплавляється і дифундує в германій. Коли дифузія пройшла на досить велику глибину, процес припиняють. Алюміній є акцептор, тобто там, де пройшла дифузія, германій став напівпровідником з дірковою електропровідністю (р-типу). Виглядає це так (рис.1.5):

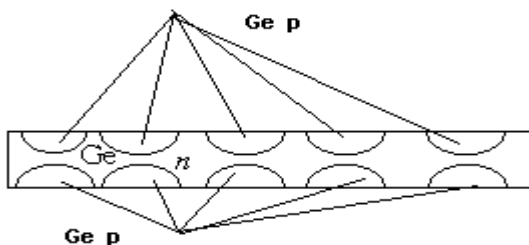


Рис.1.5 Будова сплавного транзистору

Тепер треба тільки розрізати отриману пластину на шматочки, що містять по троє різних типів електропровідності (транзистори), посадити в корпус і припаяти кристал до ніжок – транзистор готовий.

Сплавні транзистори набагато краще крапкових: більш керований процес дифузії, просто підтримується постійна температура в печі і регулюється час дифузії. Крапкова технологія була витіснена сплавною.

Однак у сплавної технології є певні недоліки, до основних з них відноситься те, що дифузія проводиться з різних сторін. Товщина

пластини не може бути меншою 0,5...1 мм, оскільки інакше вона стане гнучкою, буде згортатися, і не можна буде вважати, що пластина плоска. Значить, товщина, на яку треба провести дифузію, як мінімум 250 мкм, товщина бази 1...5 мкм, і її треба зробити точно (з точністю не гірше 1 мкм). У результаті треба зробити дифузію на глибину 250 мкм з точністю не гірше 1 мкм. Це важко здійснити.

Поступово в ході розробки технології виготовлення транзисторів прийшли до дифузійної технології, в основі якій лежить фотолітографія. Її задачею є створення на поверхні кремнію (він краще усього підходить для фотолітографії) маски для дифузії, яка потім буде проводитися локально. Ця маска повинна витримувати дуже високі температури (1200...1300°C). Для цієї мети годиться оксид кремнію, який виходить дуже просто шляхом окислення самого кремнію при високих температурах в парах води і в кисні. Його товщина близько 1 мкм, але цього досить, щоб не дати атомам домішки дифундувати в напівпровідник. В потрібних місцях в двооксиді кремнію роблять отвори (вікна), які і будуть визначати, де відбудеться локальна дифузія.

Для виготовлення вікон звичайно використовують фоторезист - це практично фотоемульсія, яка володіє особливими властивостями:

1. Вона повинна витримувати травлення плавиковою кислотою (звичайна фотоемульсія не витримує), що необхідно при витравленні вікон в двооксиді кремнію.
2. Вона володіє високим дозволом (більше за 1000 ліній на мм, або менше за 1 мкм).
3. Вона володіє низькою в'язкістю, для того, щоб могла розтектися до шару товщиною в 1 мкм (інакше так високого дозволу не отримати).
4. Вона чутлива до опромінення світлом в ультрафіолетовій області (довжина хвилі світла становить 0,3 мкм).

Так багато особливих властивостей може мати тільки особлива речовина. Це пластмаса, яка під дією світла руйнується, або, навпаки, під дією світла утворюється. Таких речовин знайдено багато. Це фоторезисти.

Отже, в процесі фотолітографії, ми можемо створити тонкий шар двооксиду кремнію (на кремній, напівпровіднику), потім нанести дуже тонкий шар фоторезисту, далі через фотошаблон (особлива фотопластина, на якій є багато заздалегідь розрахованих і виготовлених темних і світлих місць) освітити її ультрафіолетовим

світлом, потім виявити, тобто видалити освітлені місця (або навпаки неосвітлені), далі можна видалити через вікна в фоторезисті двооксид кремнію (травлення в плавиковій кислоті) і видалити сам фоторезист, оскільки його залишки можуть перешкодити при високотемпературному процесі дифузії.

Тепер можна проводити дифузію з одного боку (рис.1.6):

А значить, легше зробити точно регульований тонкий базовий шар: робимо дифузію на глибину приблизно 5...6 мкм, потім другу дифузію на 3..4 мкм. База буде приблизно 2 мкм. Глибина дифузії і товщина бази пропорційні, значить,

можна їх зробити точно (а загальна товщина пластини може бути будь-якою, наприклад 1 мм). Пластину (як прийнято називати в електроніці "чіп") можна розрізати на окремі транзистори, перевірити кожний транзистор, і хороші транзистори можна посадити в корпус.

Чому ж тільки фотолітографія дозволила вирішити проблему точного завдання товщини бази? Справа в тому, що якщо товщина бази менше 5 мкм (0,1 товщини волоса), то просто неможливо створити контакт до такої області. А у разі виготовлення локальних емітерних областей цей контакт можна робити зверху, там де немає емітера - це може бути набагато більша площа.

Тому розвиток фотолітографії і локальної дифузії привів до загального визнання дифузійної технології виготовлення транзисторів.

У 60-70 рр. набула поширення транзисторна ЕОМ БЭСМ-6. Але вона також працювала приблизно 1-2 діб, і виходила з ладу. Треба було 1-2 діб ремонтувати. Що ж далі? Треба підвищувати надійність транзистора. І ця проблема була вирішена!

У кожного транзистора три контакти, які здійснюються припаюванням золотого зволікання. 3 пайки до кристала, 3 пайки до ніжок корпусу, 3 пайки в схемі, де транзистор використовується всього 9. У МДП-транзисторів 4 контакту, означає всього 12 пайків.

А що, якщо не розрізати пластину на окремі транзистори, а відразу використати їх в схемі? Ідея принадна, можна, принаймні, в 3 рази скоротити кількість контактів.

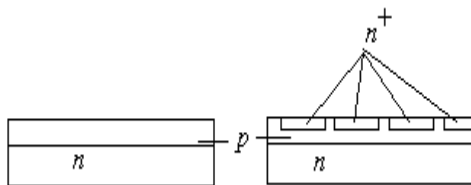


Рис.1.6 Дифузійний транзистор

Однак є проблема всі транзистори будуть закорочені по колектору і базі. Значить, їх треба ізолювати один від одного. І ця проблема була вирішена, і не одним способом!

Розглянемо ізоляцію р-п переходом. Спочатку роблять кишень: наприклад в р-типі створюють дифузією п-області (рис.1.7):

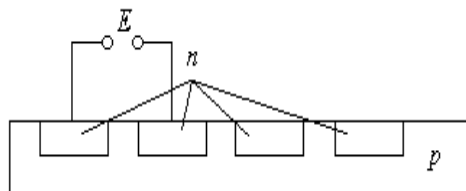


Рис.1.7 Ізоляція р-п переходів

Передбачимо, що між кишень є напруга, наприклад, таке, що права кишень має позитивний потенціал. Тоді правий р-п перехід зміщений в зворотному напрямі, і струму немає. Нехай, навпаки, права кишень має негативний потенціал тоді ліва кишень зміщена в зворотному напрямі, і струму знов немає. Тепер в кожній кишень можна зробити свій транзистор, і він буде ізольований від інших.

Є ще одна проблема. При кожній дифузії потрібно передифундувати той шар, який був тобто концентрація носіїв виявляється більшою, ніж в попередньому шарі. Значить, сама мала концентрація повинна бути в пластині, в кишнях вона більше, кишень можуть виконувати роль колекторів, далі створюється базова область, в ній концентрація носіїв ще більше, ніж в колекторній області, потім ми робимо емітерну область, і в ній сама велика концентрація носіїв заряду. Але це означає, що опір колекторної області саме великий, і тому дуже велике RC постійна часу, транзистори працюють дуже повільно. Для підвищення швидкодії транзисторів треба зробити на дні кишень тонкий шар з високою концентрацією носіїв заряду. Ця проблема також була вирішена за допомогою епітаксialного нарощування шарів нарощування шарів з тією ж кристалічною орієнтацією, що і у підкладки. Це епітаксія. Можемо наростити тонкий шар монокристалу, але з іншою концентрацією носіїв заряду.

Тепер повний цикл виготовлення мікросхеми (інтегральної схеми) виглядає так, як показано на рис.1.8 нижче.

1. На першому етапі роблять локальну дифузію донорів, причому сильну для створення прихованого шару.

2. На другому етапі роблять епітаксію нарощують епітаксіальний шар з низькою концентрацією електронів (електронів більше, ніж дірок).
3. На третьому етапі проводять локальну дифузію акцептор для розділення на кишні.
4. Далі знову проводять дифузію акцептор для створення базових областей.
5. Тепер треба зробити емітери, означає локальна дифузія донорів. Заодно роблять підготовку для хорошого контакту до колекторної області - всередині колектора сильно легована область.
6. І нарешті, захищають всю поверхню кремнію оксидом кремнію, роблять в ньому вікна для контактів до транзисторів, потім напильють метал. Далі зайвий метал видаляють.

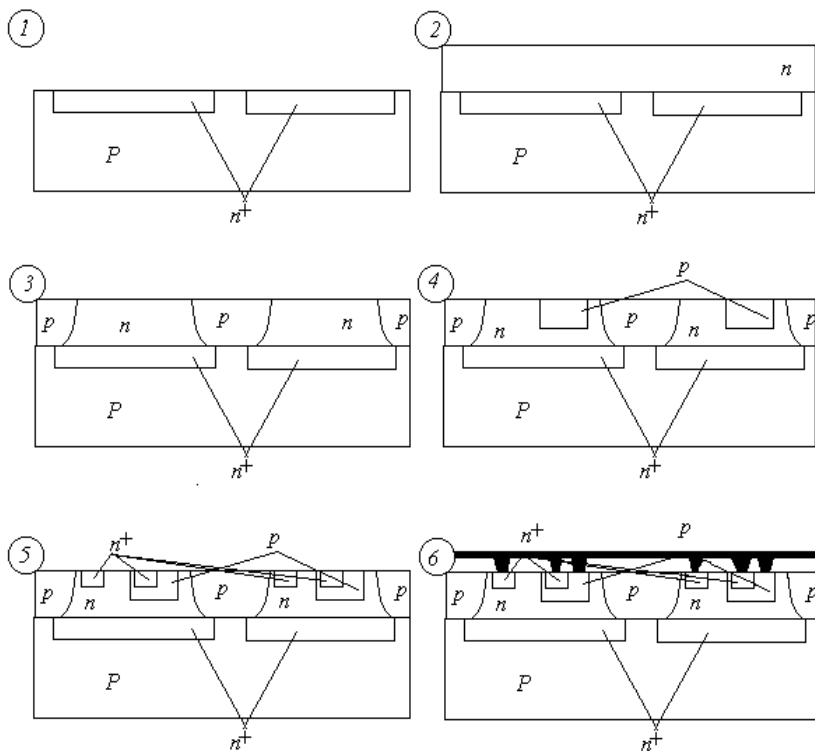


Рис.1.8 Цикл виготовлення ІМС

Далі треба розділити пластину на окремі мікросхеми, укріпити в корпус, припаяти контакти.

Виявляється, інтенсивність відмов мікросхеми не визначається напівпровідниковою структурою, а в основному залежить від числа контактів. Тому інтенсивність відмов мікросхеми також приблизно 10^{-7} ч⁻¹. На одній мікросхемі можна зробити багато транзисторів. У цей час їх кількість може перевищувати мільйон.

У схемах звичайно багато інших елементів. Як їх зробити?

Як діод звичайно використовують транзистор, у якого немає емітерної області, або у звичайного транзистора закорочують один р-п перехід.

Як резистор використовують базову або колекторну область, але її треба зробити потрібної довжини і ширини, і до неї роблять 2 контакти

Як конденсатор використовують паразитну ємність р-п переходу, або роблять конденсатор з двооксидом кремнію як діелектрик.

Індуктивності, як правило, в мікроелектронній технології не роблять.

Однак є межі в мікроелектроніці. Не дуже-то вдається збільшувати число транзисторів, оскільки вони мають обмеження по зменшенню розмірів. Площу кристалу також не вдається збільшувати.

У цьому випадку є надія, що перспективу дасть функціональна електроніка це електроніка, в якій прості функції транзистора замінюються більш складними функціями, що мають наявність в різних кристалах напівпровідникових, сегнетоелектричних, магнетоелектричних і так далі.

§2 Електропровідність напівпровідників

Електричний струм це перенесення електричних зарядів. Відомо, що електричні заряди властиві елементарним часткам. Причому бувають позитивні і негативні заряди. Так, атоми складаються з позитивно заряджених ядер і негативно заряджених електронів. Самий малий заряд у електрона. Електрони притягуються до ядра. У ядра атома заряд більше, але він кратний заряду електрона. Загалом атоми нейтральні, оскільки число електронів дорівнює заряду ядра. Але іноді електрон може бути відірваний від атома. Звичайно це легко робиться при високих температурах. Наприклад, в радіолампі розігрітий катод випускає електрони (які в 2000 раз легше за атоми), і вони беруть участь в перенесенні струму від катода до анода.

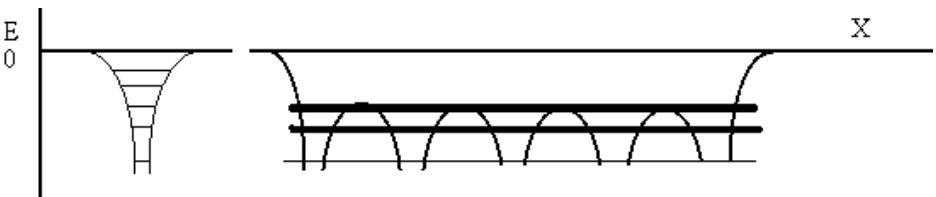


Рис.2.1 Залежність енергії від координати

У твердих тілах ситуація більш складна, оскільки електрони не вільні. Відомо, що в окремому атомі електрон знаходиться в полі тяжіння позитивного заряду. Це можна уявити собі як потенційну яму, див. мал. зліва. На мал.9 показана залежність енергії від координати для одного атома зліва і для кристала праворуч. У разі одного атома це просто зменшення енергії від нуля в нескінченності до мінус нескінченності в центрі ядра. У потенційній ямі у разі дуже малих часток, коли застосовні закони квантової механіки, всі не так, як в класичній механіці. Існує дискретний ряд дозволених енергій, з якими можуть існувати електрони в атомі. Причому за принципом Паулі на кожному енергетичному рівні може знаходитися тільки один електрон. А у разі кристала, коли атоми розташовані суворо періодично і на дуже близькій відстані один від одного, картина приймає вигляд як на мал. праворуч (тут, звичайно, зображена одномірна ситуація, а не трьохмірна, для простоти). Видно, що через перекриття потенційних ям їх висота знизилася, за винятком крайніх

потенційних ям. Квантова механіка говорить, що у разі дуже малих відстаней частки (в цьому випадку електрони) можуть долати потенційний бар'єр, не отримуючи додаткової енергії. Але імовірність того, що вони подолають цей бар'єр, зворотно пропорційна ширині і висоті бар'єра, і навіть в експонентній формі. Тому тільки на атомному рівні позначається квантовий ефект, який називається тунельний ефектом.

У результаті електрон без всякої додаткової енергії може проникнути з одного атома в інший, сусідній, потім в третій і т.д. Але принцип Паулі забороняє знаходитися на одному енергетичному рівні більш ніж одному електрону. Це приводить до того, що кожний енергетичний рівень в атомі розщеплюється на енергетичну зону, яка складається з такого числа рівнів, скільки атомів в даному шматку кристала. Це дуже багато, в одному см³ атомів приблизно 10²³. Приблизно можна вважати, що енергетичні зони суцільні.

Число зон в кристалі повинно відповідати числу рівнів в атомі. Але ширина зони залежить від глибини рівня. Чим він глибше, тим менше ширина рівня, тому що тим більше бар'єр, що долається в тунельний ефекті. Самі глибокі рівні практично не розщеплюються. Самі верхні заповнені рівні розщеплюються більше усього, вони мають найбільшу ширину. У напівпровідниках найбільш цікавими є

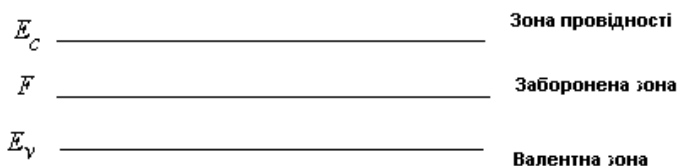


Рис.2.2 Енергетична діаграма

верхня заповнена зона і наступна пуста зона. Тому потенційні ями атомів звичайно не малюють, а із зон малюють тільки ці дві:

Символом E_v означають верхню межу останньої заповненої зони, стелю валентної зони, а символом E_c нижній кордон першої пустої зони, дно зони провідності. Символом $E_g = E_c - E_v$ означається ширина забороненої зони.

Отже, ми бачимо, що в твердому тілі є заряджені частки електрони, і вони можуть рухатися по твердому тілу. Виявляється, все

не так просто. Так наприклад, багато які тверді тіла є металами, і вони добре проводять струм; інша ситуація з діелектриками, які погано проводять струм. Є ще і напівпровідники, що займають середнє положення між металами і діелектриками. Розібратися в цьому дозволяє зонна теорія електропровідності.

У діелектриках електронів стільки, що вони повністю заповнюють валентну зону, а зона провідності пуста, там електронів немає. Тому зона провідності струм не проводить, а валентна зона може струм провести, але не проводить, тому що всі стани електронів в точності симетричні, і якщо є стан з імпульсом „ p ”, то знайдеться і стан з імпульсом „ $-p$ ”, кожний з цих станів переносить струм, але напрями цих струмів протилежні, і в сумі переносимий струм рівний нулю. Якщо валентна зона повністю заповнена, то кожний електрон проводить свій маленький струм, а весь кристал ніякого струму не проводить.

Інша картина спостерігається в металах, де електронів стільки, що вони заповнюють валентну зону тільки наполовину. При нульовій температурі (по Кельвіну, тобто 273°C) всі нижні стани заповнені електронами, а всі верхні пусті. Але відстані між станами дуже малі, і найменше обурення системи, наприклад, додаток маленької напруги може спричинити зміщення електронів з врівноваженого стану, і порушити симетрію в розподілі електронів по швидкостях. Таким чином досить легко виникає електричний струм, тобто є електропровідність.

При більш високих температурах виникає деяке розмиття електронів по станах, а саме є функція розподілу Дірака:

$$F(E) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{E - E_F}{kT}\right)}$$

$F(E)$ імовірність заняття рівня з енергією E електроном, E_F - деяка константа, що має розмірність енергії і звана рівнем Фермі. Ця функція виглядає таким чином:

Тут функція F розташовується горизонтально, а

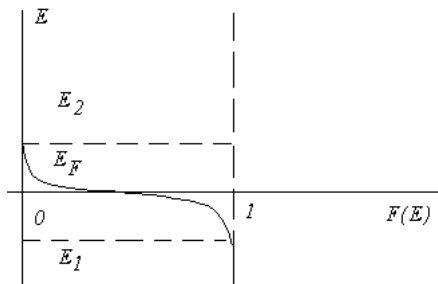


Рис.2.3 Функція розподілу Дірака 7

її аргумент E - вертикально. Ліва суцільна лінія $F(E)=0$; права пунктирна лінія - $F(E)=1$. При $E > E_2$ імовірність заповнення станів електронами рівна нулю струму немає. При $E < E_1$ $F(E)=1$, всі стани заповнені і ці електрони внаслідок симетрії кристала також не проводять струм. А ось стани між пунктирними лініями заповнені не все, тому ці електрони можуть провести струм. Саме тому метали добре проводять електрику.

Інакше йде справа з діелектриками і напівпровідниками. Електронів вистачає тільки для того, щоб заповнити декілька зон, в тому числі і валентну, а інші, в тому числі і зона провідності, виявляються пустими. Ясно, що пусті зони електрики не проводять. Але не проводять його і повністю заповнені, оскільки внаслідок симетрії кристала всі маленькі струми врівноважують один одну.

Але це справедливе тільки при нульовій температурі по Кельвіну (-273°C). При більш високих температурах, і тим більше при кімнатних температурах, теплові коливання атомів кристала частину своєї енергії передають електронам, що приводить до розподілу по енергіях згідно з функцією Дірака. Частина електронів (мала) придбає енергію, достатню для того, щоб подолати заборонену зону і потрапити в наступну зону провідності. Ця ситуація ілюструється рис.2.4.

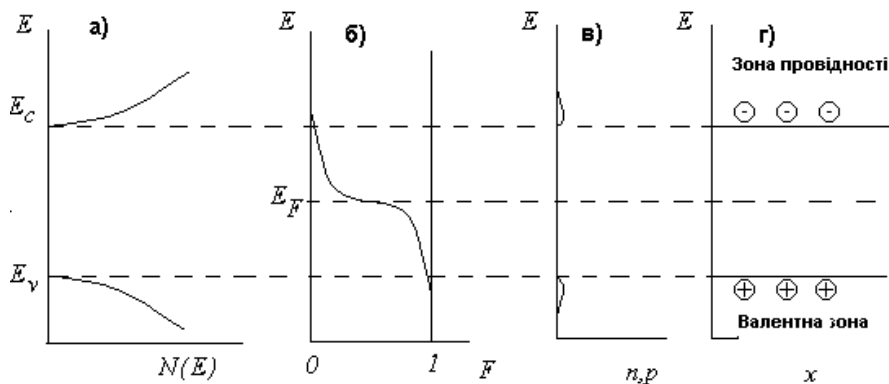


Рис.2.4

На рис.2.4а представлена щільність станів в залежності від E . При нульовій енергії вона дуже мала, точніше рівна 2 через те, що спин електрона рівний $\pm 1/2$, тобто в одному стані буде два

електрони з різними спинами. З зростанням енергії щільність станів пропорційна квадрату енергії, відліченої від рівня E_c (або $E_v - E$ для валентної зони).

На рис.2.4б представлена функція Фермі-Дірака. А на наступному мал. представлено твір цих двох функцій, який і являє собою залежність концентрації електронів від енергії. Видно, що електронів в зоні провідності мало, оскільки імовірність заповнення стану істотно менше 1. Значить, вони можуть рухатися практично як у вакуумі, майже не взаємодіючи один з одним.

Зовсім інше можна сказати про валентну зону: тут імовірність заповнення стану практично рівна 1, тобто майже всі стани заповнені електронами. У цьому випадку важко описати їх рушення, оскільки вони практично завжди заважають один одному, адже електрони можуть кудись переміститися, тільки якщо там вільний стан, а майже всі стани заповнені.

Тому домовилися описувати стани пустих місць "дірок", яких мало (не плутати з отворами). Вони, дірки, можуть рухатися як би незалежно, майже не стикаючись, і їх рушення можна також описувати досить просто, так само, як і рушення електронів в зоні провідності. Їх концентрація описується добутком числа станів на різницю між 1 і функцією Дірака, (рис.2.4в) у валентній зоні.

На рис.2.4г представлена залежність енергії від координати. На дні зони провідності є деяка кількість електронів, у стелі валентної зони є деяка кількість дірок. Вони, на відміну від електронів, мають позитивний заряд. Оскільки електрони народжуються при виході з валентної зони в зону провідності електрона, кількість їх суворо дорівнює кількості дірок.

Функція Дірака описує врівноважений стан електронів. Якщо при якійсь температурі (наприклад кімнатної) електронів немає, то буде відбуватися термогенерація електронів і дірок, і поступово вони розподіляться за функцією Дірака. Швидкість генерації залежить від температури і від ширини забороненої зони і практично не залежить від концентрації електронів і дірок.

Є також зворотний процес рекомбінація електронів і дірок: передбачимо, що при випадковому русенні електрон зустрівся з діркою. Електрон із зони провідності попаде в якийсь стан у валентній зоні, при цьому кудись виділиться різниця енергій і різниця імпульсів, а електрон і дірки взаємо знищуються, анигілюють, або, як кажуть в електроніці, рекомбінують. Швидкість цього процесу пропорційна

добутку np , де n - концентрація електронів (звичайно в см^{-3}), і p - концентрація дірок (також в см^{-3}).

Оскільки із зростанням часу n і p ростуть при генерації електронів і дірок, цей процес збільшує швидкість рекомбінації електронів і дірок, і зрештою вона стає рівній швидкості генерації. Це означає досягнення стану, що характеризується функцій Дірака. Таким чином ми бачимо, що генерація електронів і дірок завжди існує, і завжди існує рекомбінація, просто в рівновазі вони суворо рівні один одному.

Концентрація електронів в зоні провідності визначається формулою:

$$n = N_c \exp\left(-\frac{E_c - E_F}{kT}\right)$$

де N_c - ефективна щільність станів в зоні провідності. Аналогічно:

$$p = N_v \exp\left(-\frac{E_F - E_v}{kT}\right)$$

де N_v - ефективна щільність станів у валентній зоні. Ми знаємо, що концентрації електронів і дірок однакові, тобто $n=p=n_i$, крім того,

$$np = n_i^2 = N_c N_v \exp(-E_g / kT)$$

У цій формулі найбільш сильно все залежить від значень експоненти. Так наприклад, при кімнатній температурі виходить:

Таблиця 2.1 Залежність n_i від E_g

	E_g, eV	$n_i, \text{см}^{-3}$
германій	0,66	$2 * 10^{13}$
кремній	1,12	10^{10}
арсенід галію	1,42	10^6

Добре видно, що при невеликих змінах ширини забороненої зони сильно змінюється концентрація носіїв заряду. Так, у германій в одному кубічному см буде $2 * 10^{13}$ електронів або дірок, а у арсеніду галію всього 106, тобто в 10 мільйонів разів менше. Тому між діелектриками і напівпровідниками немає принципової різниці, а є

тільки кількісна у діелектриків просто ширина забороненої зони трохи ширше за 1,6 еВ.

Досі ми мали внаслідок абсолютно чисті кристали, що не мають ніяких домішок. Насправді домішки є і грають дуже велику роль. Чисті напівпровідники називаються власними, а з домішками домішковими. Розглянемо найбільш прості домішки, відмінні від атомів кремнію і германій на одну валентність (валентність кремнію і германій 4).

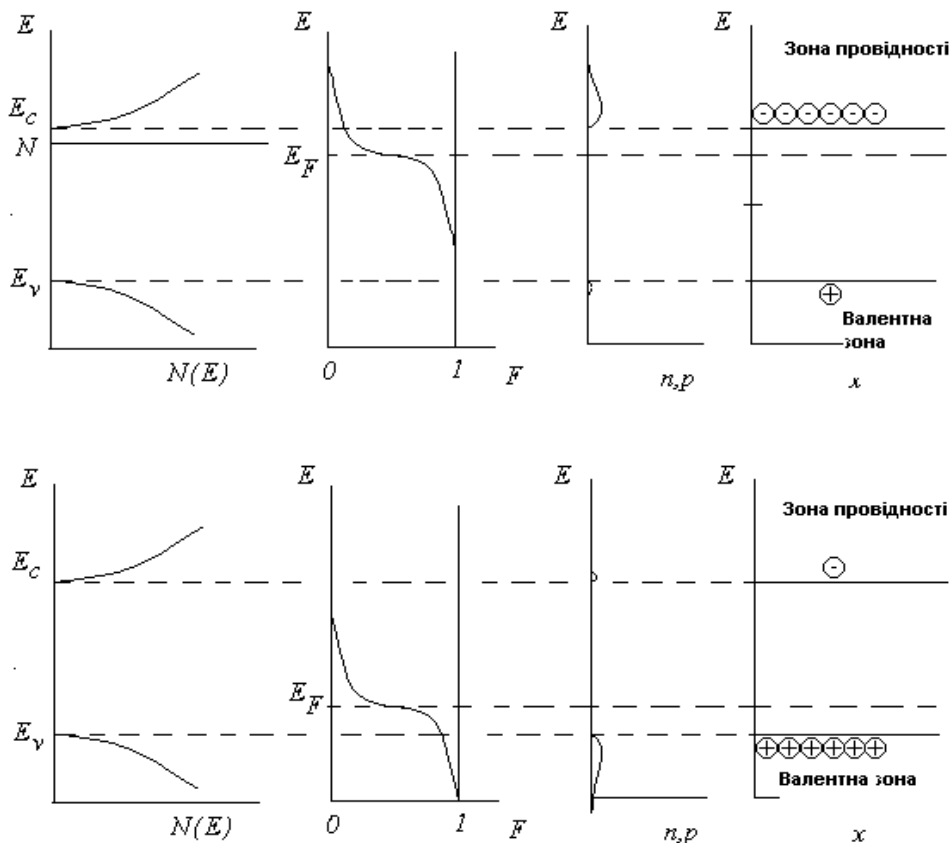


Рис.2.5 Енергетичні діаграми домішкових напівпровідників

Якщо є домішка з 5 електронами на зовнішній орбіті, то в зв'язках з кремнієм або германієм беруть участь 4 електрони, а п'ятий зайвий, він легко відривається від атома домішки і може вільно рухатися по кристалу. Таким чином, в напівпровіднику з'являються

зайві електрони, а внаслідок рекомбінація кількість дірок меншає. Відбувається зсув рівня Фермі вгору, врівноважені концентрації електронів і дірок міняються, а їх твір залишається колишнім, див. мал. При цьому домішка, що віддає один електрон, називається донором.

При введенні в напівпровідник іншої домішки, 3-х валентної, відбувається інша ситуація: для чотирикратного зв'язку атомам напівпровідника не вистачає одного електрона. Тому напівпровідник віддає один електрон, кількість електронів меншає, а внаслідок рекомбінації кількість дірок росте. Це ілюструє нижній мал. Такі домішки називаються акцептор.

Напівпровідник з донорною домішкою називається електронним, або напівпровідником n-типу, а напівпровідник з акцепторною домішкою називається дірковим, або p-типу. Істотно, що більшість напівпровідникових приладів використовує контакт напівпровідників n- і p- типів, тому не стараються використати чисті напівпровідники, а навпаки, роблять домішкові напівпровідники.

Тепер розглянемо електропровідність зони провідності. Звичайно вільний електрон описується параболічною дисперсійною кривою (залежністю енергії від імпульсу), дивись рис.2.6.

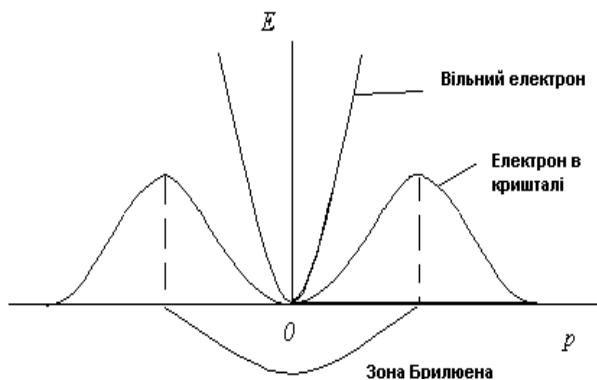


Рис.2.6 Залежність енергії вільного електрону від імпульсу

Для електрона в кристалі все виглядає по іншому. Правда, поблизу нульових значень імпульсу енергія також схожа на параболу, але вдалині від нуля це швидше

синусоїда, тобто періодична крива. Ця відмінність

принципова. У вільного електрона при додатку електричного поля енергія його весь час росте, а у електрона в кристалі вона росте тільки до деякого значення, а потім падає. Швидкість електрона визначається похідної від енергії по імпульсу. У параболи швидкість весь час росте

(тут ми не розглядаємо теорії відносності, і тому не враховуємо кінцівки швидкості електрона, яка не може бути більшим швидкості світла). У синусоїди швидкість електрона на початку росте, потім досягає максимуму (самий крута дільниця крива) далі падає і досягає нуля, потім починає змінюватися в негативну сторону і т.д. Виходить, що в наслідок періодичної залежності дисперсійної кривої, швидкість електрона повинна весь час міняти напрям, і загалом він не повинен рухатися.

Але це не так. У кристалах дуже багато різних дефектів: електрони і дірки можуть стикатися, фонони (теплові коливання) можуть взаємодіяти з електронами і дірками, заряджені і нейтральні домішки впливають на рушення електронів і дірок, фотони і інші частки також стикаються з ними. Все це обмежує вільне рушення електронів. Виходить, що тільки електрон трохи розігнався, як відразу сталося його зіткнення з чим-небудь, і він втратив швидкість. Відбувається так, як на рис.2.7:

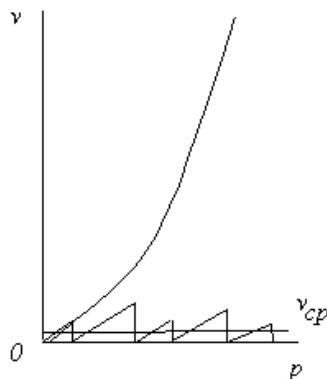


Рис.2.7

Контрольні запитання та вправи

1. Назвіть основні специфічні особливості напівпровідників.
2. На які властивості напівпровідника впливає ширина забороненої зони?
3. Що таке статистика Фермі-Дірака?
4. Який напівпровідник називають домішковим? Знайдіть правильну відповідь:
 - а) суміш декількох різних напівпровідників;
 - б) механічну суміш частинок металу і діелектрику;
 - в) суміш кремнію і германію;
 - г) напівпровідник, в якому є в невеликій концентрації домішка з валентністю, що відрізняється від валентності основної речовини.
5. Де розташовується рівень Фермі у домішкових напівпровідників р-типу? Знайдіть правильну відповідь:
 - а) посередині забороненої зони;
 - б) в валентній зоні;

- с) в зоні провідності;
 - д) поблизу валентної зони;
 - е) поблизу зони провідності.
6. Складіть перелік ключових слів до параграфу.

§3 Р-п переходи

У величезній більшості напівпровідникових приладів використовується р-п перехід (тільки іноді р-п перехід не потрібен, наприклад, в фоторезисторах, або діодах Ганна). Тому сьогодні ми розглянемо принцип його роботи.

Отже, р-п перехід - це структура, що містить діркову і електронну області напівпровідника. Причому ці області отримані в єдиній структурі за рахунок дифузії донорів або акцептор. Але ми умовно будемо вважати, що ці області спочатку існували роздільно, а потім були об'єднані. Отже, є дві області, електронна і діркова. Ми можемо побудувати зонні діаграми для цих шматків напівпровідника (рис.3.1)

Вони однакові, оскільки напівпровідник один і той же, але рівні Фермі знаходяться на різній висоті, оскільки зліва напівпровідник п-типу, і рівень Фермі вище за середину забороненої зони, а праворуч напівпровідник р-типу, і рівень Фермі нижче за середину. Якщо тепер з'єднати ці шматки, то електрони, яких зліва багато, будуть дифундувати направо, а дірки, яких багато праворуч, будуть дифундувати наліво (указано стрілками). Це приводить до того, що ліва частина структури заряджається позитивно, а права негативно.

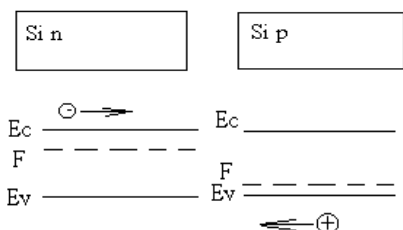


Рис.3.1 Зонні діаграми домішкових напівпровідників

Але при цьому енергія електрона зліва буде меншати, а праворуч буде збільшуватися,

тобто станеться зсув лівої частини діаграми вниз, а правої вгору. Цей процес повинен закінчитися, коли

співпадуть положення рівнів Фермі в лівій і правій частині напівпровідника (рис.3.2)

(в рівновазі рівні Фермі в різних частинах складної системи співпадають). Ну а насправді, між лівою і правою частиною напівпровідника з'являється електричне поле, направлене від плюса до мінуса, тобто так, як показано на мал. Це електричне поле спричиняє виникнення дрейфового струму, направленого так, що електрони течуть праворуч наліво, а дірки навпаки. Чим більше електричне поле, тим більше цей струм. Зрештою він зрівноважить дифузійний струм, оскільки він у напрямі йому протилежний. Встановиться рівновага (одночасно існують два дифузійних струми електронів і дірок і два дрейфових струми, які все між собою рівні).

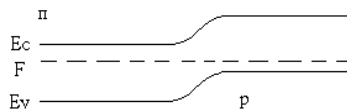


Рис.3.2 Зонна діаграма p-n переходу

Тепер розглянемо кількість носіїв заряду (електронів і дірок). Зліва і праворуч, де зонна діаграма горизонтальна, вони великі, оскільки рівні Фермі близькі до відповідних кордонів зон. А там, де ці кордони викривляються, рівень Фермі віддаляється від одного кордону і наближається до іншої. З мал. видно, що в області p-типу електронів стає набагато менше, ніж було в лівій частині. А в області p-типу дірок значно менше, ніж було в правій частині.

Але ліва частина нейтральна, оскільки в ній є ще і заряди іонів атомів донорів. Ці атоми жорстко закріплені у вузлах кристалічних ґратів, і не можуть рухатися, тобто не переносять струм. Але їх кількість суворо дорівнює кількості електронів, тому в цій області немає зарядів (сама діаграма говорить про це: якщо лінії енергетичних рівнів горизонтальні, то немає електричного поля, значить немає зарядів, або їх сума з урахуванням знаку рівна нулю). Те ж саме можна сказати і про праву частину напівпровідника: кількість дірок і акцептор в ній однакова, хоч і велика, але повний заряд рівний нулю.

Зовсім інше можна сказати про середню область напівпровідника, де зони викривлені. Кількість нерухомих зарядів, донорів і акцептор, незмінна і велика. А електронів і дірок через збільшення відстані між кордонами зони і рівнем Фермі у багато разів меншає. Тому в цій області є заряди, і практично вони рівні зарядам нерухомих донорів і акцепторів (рис.3.3)

Практично це прямокутники, оскільки електронів і дірок в цій

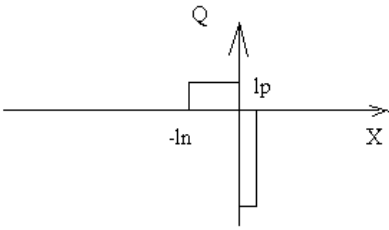


Рис.3.3

області дуже мало. На рис. прямокутники різні, оскільки щільність донорів зліва менше, ніж акцептор праворуч (звернути увагу на положення рівня Фермі). Але площі прямокутників повинні бути суворо рівні, оскільки

повні заряди зліва і праворуч рівні. Тому в цьому випадку

$$l_n > l_p.$$

Введемо поняття області об'ємного заряду (ООЗ). Це область, в якій є заряд, або в якій змінюються енергетичні зони. Ширина цієї області

$$l = l_n + l_p = \sqrt{\frac{2\epsilon_0\epsilon_n \Delta\phi_0}{qN_A}}$$

де ζ_0 - світова константа, рівна $1/(9 \cdot 10^9)$ фм,

ζ_n - діелектрична постійна напівпровідника,

$\Delta\phi_0$ - контактна різниця потенціалів, тобто іншими словами висота потенційного бар'єра, поділена на заряд одного електрона, В,

N_A - сукупна концентрація, що визначається формулою:

$$N_A = N_d N_a / (N_d + N_a)$$

де N_d - концентрація донорів в шматку n-типу провідності

N_a - концентрація акцепторів в шматку p-типу провідності.

З цієї формули видно, що N_A ближче до тієї концентрації, яка менше (якщо наприклад N_d менше, то нею можна нехтувати в знаменнику в порівнянні з N_a , потім це N_a можна скоротити, і залишиться тільки N_d). До речі, тому товщина всієї ООЗ визначається тією частиною, у якої заряд менше, оскільки вона товстіше.

Електричне поле можна визначити по цій залежності заряду від координати. Просто треба взяти інтеграл від заряду. Вийде крива (рис.3.4)

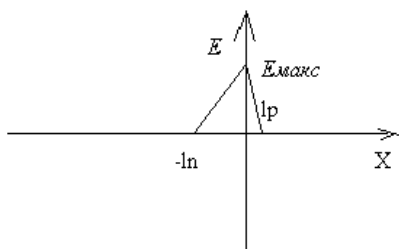


Рис.3.4 Залежність заряду від координати

Ясно, що електричне поле наростає, причому росте воно по прямій, оскільки щільність заряду постійна, доростає до E_{\max} , потім падає до нуля, оскільки далі заряд має інший знак.

$$E_m = \frac{qN_D l_n}{\epsilon_0 \epsilon_n} = \frac{qN_A l_p}{\epsilon_0 \epsilon_n}$$

Електричний потенціал також знаходиться інтегруванням електричного поля, при цьому ясно, що потенціал поведе себе так: горизонтально, де немає зарядів, (є нейтральність); і параболічно, де є постійний заряд і лінійне зростання електричного поля. Точно також поводить себе і енергетичний рівень, оскільки він визначається як твір заряду електрона на напруги (правда потрібно враховувати, що заряд електрона негативний, і потенціал відіб'ється відносно горизонталі).

Що ж станеться з р-п переходом при прикладенні до нього напруги?

Це залежить від того, куди прикладений плюс, а куди мінус. Вважається, що якщо плюс прикладений до р-області, а мінус до п-області, то це пряме зміщення р-п переходу, а якщо навпаки, то це зворотне зміщення р-п переходу.

При прямому зміщенні р-п переходу (плюс до р-області) енергія електрона в р-області збільшується, ця частина зони на енергетичній зоні підіймається, а в п-області знижується, і п-область знижується. Тому потенційний бар'єр меншає. Також меншає і ширина області об'ємного заряду згідно з формулою:

$$l(U) = \sqrt{\frac{2\epsilon_0 \epsilon_n (\Delta\phi_0 - U)}{qN_A}}$$

Отже, в р-п переході є діелектрична область, яка при прямому зміщенні меншає по товщині. Тому опір цієї області значно меншає.

При зворотньому зміщенні (плюс до п-області) енергія електрона меншає в п-області, ця область в зоні переміщається вниз, а

p-зона вгору. Висота бар'єра збільшується, а також, згідно з приведеною вище формулою, росте ширина області просторового заряду (потрібно мати внаслідок, що в цьому випадку в формулу підставляється негативне U). Тобто в цьому випадку діелектричний прошарок всередині p-n переходу росте, і опір структури збільшується із зростанням (по модулю) напруги.

Більш суворий теоретичний розгляд дає таку формулу:

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right]$$

де I - струм, що протікає через p-n перехід;

I_s - деяка постійна, яка має розмірність струму, визначається властивостями матеріалу p- і n-типу електропровідності.

Крива, відповідна цій формулі, представлена на рис.3.5.

P-n перехід, або напівпровідниковий діод, що має таку вольтамперну характеристику, використовується для випрямлення електричного струму, як отриманого з різних антен, так і мережі. Крім того, він широко використовується в інших напівпровідникових пристроях, де використовується 3, 4 або набагато більше p-n переходів, що ми

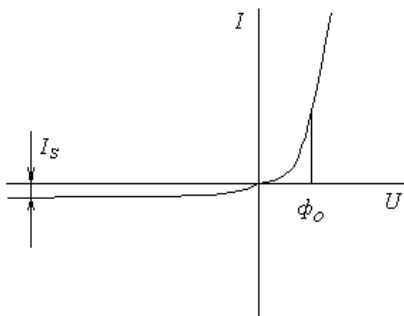


Рис.3.5 Ідеальна ВАХ p-n переходу

розглянемо пізніше. Зараз треба розглянути реальні характеристики p-n переходів.

Реальні характеристики сильно відрізняються від ідеальних. Так, в прямій гілці є декілька відмінностей від ідеальності, але головне, це те, що експонента тягнеться тільки до напруги U_p . При $U > U_p$ потенційний бар'єр повністю зникає, і, значить, опір p-n переходу стає рівним тільки

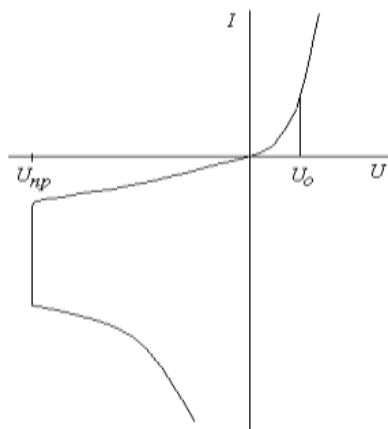


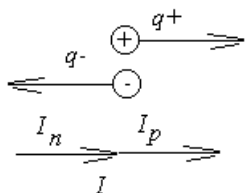
Рис.3.6 Реальна ВАХ p-n переходу

опору p- і n- областям, а опір

прошарку зникає. Тому при $U > U_p$ ВАХ лінійна (рис.3.6). Отже, в прямій гілці до U_0 зберігається ідеальна крива (експонента), а після вона замінюється на пряму.

У зворотній гілці крім експонента, який досить швидко приводить до насичення, є ще і інший струм, викликаний генерацією носіїв в області об'ємного заряду. Справа в тому, що при кімнатній температурі (і тим більше при підвищених температурах) в напівпровіднику завжди народжуються електрони і дірки (термогенерація). Звичайно вони, трохи поблукавши по напівпровіднику, зустрічаються і гинуть (рекомбінація). Але ті електрони і дірки (пари), які народилися в шарі об'ємного заряду, не устигають загинути, оскільки там існує електричне поле, яке розтягує їх в різні сторони. Але тоді, як показано на рис.3.7, через р-п перехід протече елементарний струм. Чим більше товщина шару об'ємного заряду, тим більше сумарний струм. Так що до звичайного струму насичення, який існує в р-п переході, додається ще струм, пропорційний товщині шару об'ємного заряду, тобто кореню квадратному від зворотної напруги.

У різних діодах, приготованих з різних напівпровідників, товщина шару об'ємного заряду різна, і тому відносна величина цього внеску неоднакова. Звичайно в германієвих р-п



переходах цей внесок менше, а в кремнієвих р-п переходах більше, і в реальних кремнієвих діодах зворотний струм практично завжди пропорційний кореню квадратному з модуля напруги (приблизно).

Рис.3.7

Але в зворотному напрямі є і ще деякі особливості, пов'язані з тим, що на р-п переході падає велике напруги. Тому при досягненні деякого напруги настає електричний пробій напівпровідника.

Ми розглянемо тільки один з можливих механізмів пробією лавинний. У цьому випадку при досить великій напруженості електричного поля електрон в зоні провідності, або дірка у валентній зоні можуть розігнатися за час між співударами з якимись дефектами до енергії, достатньої для народження нових електрона і дірки. Так замість одного електрона (дірки) стало три частки. Кожна з цих часток також здатна розігнатися до такої великої швидкості і потроїтися. Якщо напруженість електричного поля збільшується, то

лавиноподібний процес збільшується потроєння відбувається довше і кількість часток сильно збільшується. На вольтамперній характеристиці це відповідає майже вертикальній ділянці напруги не змінюється, а струм сильно росте.

Далі настає тепловий пробій, тобто виходить так, що із зростанням струму підіймається температура діода, це приводить до збільшення концентрації за рахунок термогенерації, росте струм, а це приводить до нового зростання температури і так далі, поки зразок не згорить. На цій ділянці вольтамперна характеристика має негативний нахил динамічний опір негативний.

До інших параметрів р-п переходу відноситься паразитна ємність діода. Вона виходить через те, що в р-п переході завжди є область об'ємного заряду, та-є область, в якій завжди є заряд. Цей заряд залежить від прикладеного напруги, тобто це і є звичайний конденсатор. Але на відміну від звичайного конденсатора р-п перехід має ємність, яка залежить від напруги. Тому зручніше розглядати не ємність, а динамічну ємність р-п переходу:

$$C_D = \frac{dq}{dU} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_n S}{l}$$

Ця ємність грає роль при зворотному напруженні і називається бар'єрної. Очевидно, чим більше зворотне напруги, тим більше l і тим менше СД. При прямому зміщенні СД *також* існує, але значно більшу роль грає дифузійна ємність, яка виникає через те, що відбувається дифузія електронів і дірок в області з протилежним типом електропровідності. Однак розгляд цієї місткості більш складний, і ми не будемо її розглядати.

Ми розглянули реальні властивості напівпровідникового діода. А тепер розглянемо застосування діода.

Саме просте і очевидне застосування р-п переходу це використання його в якості випрямляча. Але тут важливо відмітити, навіщо робиться випрямлення електричного струму. Передусім це випрямлення змінного струму для живлення різної апаратури постійним струмом. Це звичайне 50 Гц або 60 Гц досить низька частота. Тому швидкодія від цих діодів не потрібно, але потрібне пропущення досить великого струму, досягається за рахунок великої поверхні р-п переходу. Це так звані силові діоди.

Випрямлення струму відбувається по наступній схемі(рис.3.8).

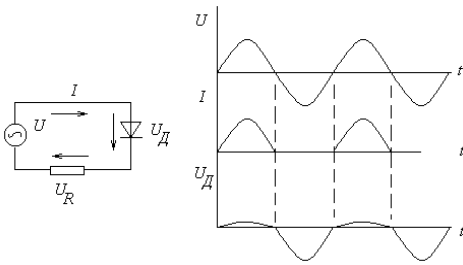


Рис.3.8 Випрямлення змінного струму

чотирьох діодів, тоді не буде пропусків, але імпульсність залишиться. Тому застосовують фільтрацію сигналу, в найпростішому випадку застосовують просто конденсатор (рис.3.9)

Інша ситуація виникає при використанні діода для випрямлення радіосигналу. Тут інші частоти від сотень кілогерц до сотень Мегагерц. Тому головна вимога до діода це його високочастотність. Тому діоди роблять маленькій площі і навіть крапковими, щоб зменшити їх паразитну ємність. Тут ще залишилися крапкові діоди.

Іноді використовують вертикальну дільницю зворотної гілки діода для стабілізації напруги. Діоди, спеціально виготовлені для цього, називаються стабілітронами. Важливо уміти виготовляти стабілітрони на різні напруги, тобто зробити р-п перехід з потрібним значенням пробивної напруги. Цього легко добитися, підбираючи потрібну міру легування (концентрацію донорів і акцептор в п- і р-областях).

Паразитна ємність р-п переходу не завжди шкідлива. Іноді, коли ємність важлива, р-п перехід використовують як конденсатор. Особливо важливе те, що його ємність можна регулювати, прикладаючи різні зворотні напруги. Спеціально виготовлені для цього діоди називають варикапами.

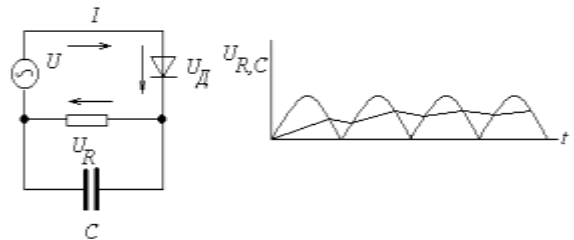


Рис.3.9 Фільтрація випрямленої напруги

Від джерела електрорухомої сили струм проходить через діод і потім через опір навантаження. На опорі навантаження виділиться напруги, схоже на діаграму струму, тобто напруги буде одного знаку, але дуже

пульсуючим, що недопустимо. Можна, звичайно, ускладнити схему за рахунок використання

пультуючим, що недопустимо.

Можна, звичайно, ускладнити

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

схему за рахунок використання

Дещо відмінні діоди виходять, коли р- і п-області сильно леговані, так що рівні Фермі злегка виходять у відповідні зони(рис.3.10)

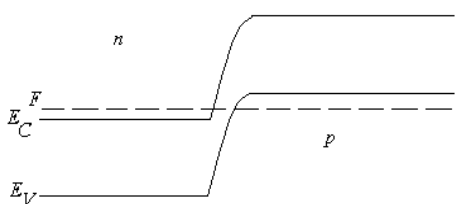


Рис.3.10 Зонна діаграма сильно легованого р-п переходу

Область об'ємного заряду дуже маленька, оскільки великі концентрації домішок донорів і акцептор. Тому дуже велика імовірність того, що електрони з валентної зони відразу переходять в зону провідності (і зворотно). У такій структурі при малих напругах протікають дуже великі струми. При невеликих зміщеннях в прямому напрямі висота бар'єра меншає, і зникає перекриття валентної зони і зони провідності, струм меншає, а потім, коли бар'єр зовсім зникає, струм знов росте. Це так званий тунельний діод. Його ВАХ зображена на рис. 3.11.

Важлива особливість тунельного діода це те, що він має дільницю з негативним диференціальним опором. Це дозволяє зробити на ньому простий генератор змінного сигналу, причому дуже високочастотний (НВЧ).

Особливо важливе те, що р-п перехід може взаємодіяти з різними випромінюваннями. Якщо р-п перехід взаємодіє зі світлом, його називають фотодіодом.

З точки зору квантової механіки світло можна розглядати двояко: з одного боку це електромагнітна хвиля, а з іншого боку це потік часток фотонів. Взаємодію напівпровідника і світла зручніше розглядати з точки зору фотонів.

Коли фотон попадає в напівпровідник, він може зіткнутися з електроном валентної зони. При цьому фотон віддає електрону і зникає. Якщо фотон з видимої частини спектра, його енергії цілком досить, щоб сталася фотогенерація електрона і дірки (електрон з

Область об'ємного заряду дуже маленька, оскільки великі концентрації домішок донорів і акцептор. Тому дуже велика імовірність того, що електрони з валентної зони відразу переходять в зону провідності (і зворотно). У такій структурі при малих напругах протікають дуже великі струми. При невеликих зміщеннях в прямому напрямі висота бар'єра меншає, і зникає перекриття валентної зони і зони провідності, струм меншає, а потім, коли бар'єр зовсім зникає, струм знов росте. Це так званий тунельний діод. Його ВАХ зображена на рис. 3.11.

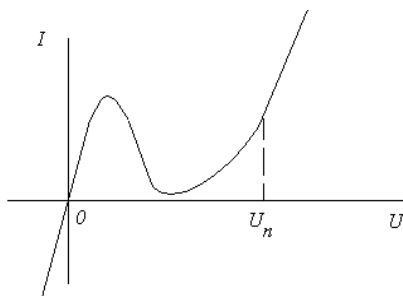


Рис.3.11 ВАХ тунельного діода

валентної зони переходить в зону провідності, а у валентній зоні залишається дірка).

Коли фотон попадає в нейтральну область, то пари (електрон і дірка), що народилися, поблукав деякий час, можуть зустрітися і рекомбінувати. Таким чином, оскільки час життя пар малий, ефект дуже слабкий. Зовсім інша справа, якщо фотон поглинувся в області об'ємного заряду пара, що тоді народилася розділяється електричним полем цієї області, так що після поглинання одного фотона через р-п перехід пройде струм в один заряд.

Якщо фотодіод включений в коротко замкнений ланцюг, то чим більше потік фотонів, тим більше фотострум, такі фотодіоди використовуються для реєстрації освітленості.

Якщо фотодіод включений в розімкнений ланцюг, то фотогенерація приведе до заряду областей: п-область негативно, р-область позитивно. Але при цьому поменшає висота потенційного бар'єра, а отже, величина електричного поля в області об'ємного заряду. Зрештою на р-п переході з'явиться різниця потенціалів, рівна контактній різниці потенціалів U_n , і подальше розділення пар фотогенерації припиниться.

Це звичайно використовується в сонячних батареях, де збирається в загальну батарею велика кількість дешевих кремнієвих діодів великої площі. Контактна різниця потенціалів їх становить 0,6...0,7 В.

Напівпровідникові діоди використовують також як випромінювачі світла це так звані світлодіоди. На жаль ні германій, ні кремній не можуть випромінювати фотони, оскільки вони непрямозонні. Прямозонні напівпровідники зображені зліва (наприклад AsGa), а Ge і Si праворуч (рис.3.12).

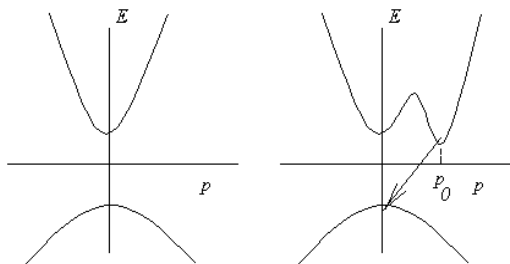


Рис.3.12 Характеристики прямозонних і непрямозонних напівпровідників

У германії і кремнії бічний мінімум розташований трохи нижче основного, і його заповнюють електрони, тому вони можуть рекомбінувати тільки з виділенням енергії і імпульсу, а в AsGa зони

прямі, і рекомбінація відбувається без виділення імпульсу (виділяється тільки енергія). Тому в германії і кремній виділяються фонони (що мають приблизно такий імпульс), а в арсеніді галію фотони (що не мають імпульсу).

Але в арсеніді галію довжина хвилі випромінювання більше 1 мкм, тобто він випромінює в інфрачервоній області спектра. Відповідна довжина хвилі виходить в фосфіді галію, оскільки у нього більш широка заборонена зона, і це відповідає видимому світлу.

Контрольні запитання та вправи

1. Надайте визначення р-п переходу.
2. Чим обумовлений дифузійний струм через р-п перехід?
3. Вкажіть основну особливість ВАХ р-п переходу при тунельному ефекті:
 - a) одностороння провідність;
 - b) відсутність односторонньої провідності;
 - c) велика крутизна;
 - d) наявність ділянки насичення.
4. Чому під дією світла опір напівпровіднику зменшується?
5. Вкажіть основні напівпровідникових випромінювачів електромагнітних хвиль.
6. Складіть перелік ключових слів до параграфу.

§4 Біполярні транзистори

На минулій лекції ми розглянули роботу одного р-п переходу (діода). Однак відомо, що набагато більше застосування мають напівпровідникові прилади з великим числом шарів різного типу електропровідності, розташованих в різному поєднанні. Сьогодні ми розглянемо біполярний транзистор.

Принцип дії біполярний транзистора полягає в тому, що 2 р-п переходи розташовані настільки близько один до одного, що відбувається взаємний їх вплив, внаслідок чого вони посилюють електричні сигнали.

Як показано на рис.4.1, це три області п-, р- і п. (У принципі може бути і навпаки: р-, п-, р-; всі міркування відносно такого транзистора будуть однакові, відмінність тільки в полярності напруг,

такий транзистор називається р-п-р, а ми для простоти будемо розглядати п-р-п, зображений на рис.4.1.

Отже, на рис.4.1 зображені три шари: з електронною електропровідністю, причому сильною, що означає плюс - емітер, дірковою - база, і знов електронною, але слабо легованої (концентрація електронів сама мала) - колектор. Товщина бази, тобто відстань між двома р-п переходами, рівне L_B , дуже мала. Вона повинна бути менше дифузійної довжини електронів в базі. Це від одиниць до десятка мкм. Товщина бази повинна бути не більше за одиниці мкм. (Товщина людського волоса 20-50 мкм. Зазначимо також, що це близьке до межі дозволу людського ока, оскільки ми не можемо бачити нічого меншого, ніж довжина хвилі світла, тобто приблизно 0,5 мкм). Всі інші розміри транзистора не більше за приблизно 1 мм.

До шарів прикладають зовнішнє напруга так, що емітерний р-п перехід зміщений в прямому напрямі, і через нього протікає великий струм, а колекторний р-п перехід зміщений в протилежну сторону, так що через нього не повинен протікати струм. Однак внаслідок того, що р-п переходи малися в своєму розпорядженні близько, вони впливають один на одну, і картина міняється: струм електронів, що пройшов з емітерного р-п переходу, протікає далі, доходить до колекторного р-п переходу і електричним полем останнього електрони втягуються в колектор. У результаті у хороших транзисторів практично весь струм колектора рівний струму емітера. Втрати струму дуже незначні: проценти і навіть частки процента.

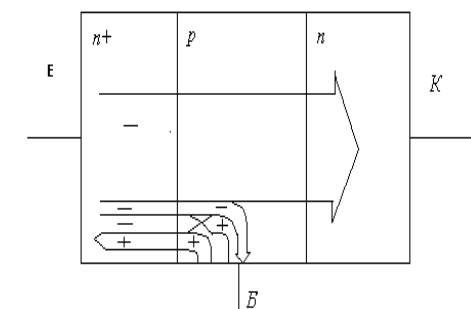


Рис.4.2 Складові струмів в біполярному транзисторі

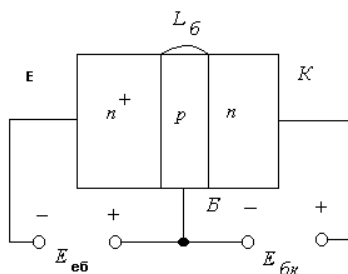


Рис.4.1 Структура біполярного транзистору

Розглянемо більш уважно складові струмів в біполярному транзисторі п-р-п типу (рис.4.2). Верхній струм (велика товста стрілка з мінусом) це струм електронів з емітера в колектор. У емітері електронів багато, тому цей струм великий. Коли електрони входять в базу, то далі

вони рухаються за рахунок дифузії (електричного поля в базі немає) зліва електронів багато, а праворуч мало. Значить, вони рухаються зліва направо. А в кінці бази вони попадають в область електричного поля колекторного р-п переходу, яке витягує електрони з бази в колектор. Оскільки це поле велике, концентрація електронів в базі безпосередньо у колекторного р-п переходу практично рівна нулю. Тому градієнт концентрації електронів в базі дуже великий зліва їх дуже багато, праворуч майже нуль, а довжина бази дуже мала:

$$\text{градієнт} = \frac{dn}{dx} = \frac{n_0 - 0}{l_b}$$

де n_0 - концентрація електронів в базі зліва (у емітера), дуже велика. Тому дифузійний струм дуже великий. А дрейфого струму немає.

Насправді він є, але дуже маленький. Дійсно, напруга до бази прикладається, але збоку, і маленьке (не більше одного вольтя). А напруженість електричного поля розраховується як відношення напруга до відстані, на якій це напруга прикладається. У нашому випадку відстань ця товщина транзистора в напрямі, перпендикулярному напрямку дифузійного струму, і ця товщина в 10...1000 раз більше L_b . Тому дрейфовий струм істотно менше дифузійного, другий маленький електронний струм на мал., який показаний тоненькою лінією, що згортає до базового контакту.

Другий маленький струм електронів це ті електрони, які зустрілися в базі з дірками і рекомбінували. Дірки, необхідні для цього, можуть притікати тільки з базового контакту, оскільки в колекторі і в емітері їх немає. Цей струм спочатку позначений мінусом, а далі він зустрічається з дірковим струмом, який позначений плюсом, і виходить з базового контакту (другий маленький точка).

Третій маленький струм це дифузійний струм дірок з бази в емітер. Він набагато менше дифузійного струму електронів (з емітера в базу), тому що електронів в емітере набагато більше, ніж дірок в базі (нагадаємо, що емітер найбільш сильно легована область п-р-п транзистора). Це позначене тоненьким дірковим струмом, який також може початися тільки на базовому контакті, а закінчується на емітерном контакті.

Отже, є три маленьких струми, які неминуче повинні пройти з бази в емітер: це дрейфовий струм електронів (малий в порівнянні з

дифузійним), струм рекомбінації (малий, тому що мала товщина бази)

$$\beta = \frac{I_k}{I_{\delta}}$$

і дірковий струм дифузії (малий, тому що мала концентрація дірок в базі в порівнянні з концентрацією електронів в емітері). І є великий дифузійний струм електронів з емітера в базу, який йде до колекторного р-п переходу, і його електричним полем протягається в колектор. Відношення колекторного струму до базового це головний коефіцієнт, який показує підсилювальні можливості транзистора:

Оскільки $I_{\delta} \ll I_k$, ця величина велика, тобто транзистор посилює струм. Звичайно $\beta = 10 \dots 300$, в рідких випадках (у дуже широкосмугових транзисторів) β може бути менше (порядку $2 \dots 5$), або більше, $5000 \dots 10\,000$ у супербетатранзисторів.

Отже, у транзистора струм бази дуже малий, тому струм емітера практично весь перетворюється в струм колектора, і тільки невелика частина його перетворюється в струм бази:

$$I_e = I_k + I_{\delta} \quad I_{\delta} \ll I_e, I_k$$

$$I_e = I_k + I_{\delta} \quad I_{\delta} \ll I_e, I_k$$

β зв'язано с $\alpha = I_k / I_e$ формулою:

$$\alpha = \frac{I_k}{I_e} = \frac{I_k}{I_k + I_{\delta}} = \frac{\frac{I_k}{I_{\delta}}}{\frac{I_k}{I_{\delta}} + 1} = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

І навпаки:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Звичайно, α дуже близько до одиниці, але $\alpha \neq 1$.

Отже, зрозуміло, звідки береться посилення в транзисторі по струму: якщо до бази прикладати маленький струм, то в емітері і колекторі будуть протікати струми, в β і $\beta+1$ раз більші.

Але в електроніці набагато частіше використовуються підсилювачі по напрузі. Як це виходить?

Звичайно управляють транзистором, прикладаючи струм або напруга до емітерного р-п переходу, зміщеного в прямому напрямі. При цьому падіння напруга на ньому не дуже велике порядку контактної різниці потенціалів 0,6...0,7 В. А значить, змінна частина напруга взагалі лежить в межах 0,1 В.

Вихідний струм, яким є струм колектора, взагалі не залежить від напруга на колекторі, якщо тільки воно нульове або зворотне (щоб в колекторному р-п переході було тягнуче поле). Тому якщо підключити колектор до джерела напруга через опір, то струм I_k , що протікає через цей опір і що залежить тільки від напруга на вході, буде виділяти напруга на цьому опорі, тим більше, ніж більше опір.

Ясно, що максимальне вихідне напруга дорівнює напрузі джерела E_n , яке може бути 5...15 В, або навіть більше. Нехай $E_n = 10 \text{ В}$, тоді

$$K_{\text{макс}} = E_n / U_{\text{вх}} = 10 \text{ В} / 0,1 \text{ В} = 100$$

Отже, ми зрозуміли, через що виникає коефіцієнт посилення по напрузі. Тепер розглянемо це більш детально з урахуванням конкретних схем включення транзистора.

Звичайно в схемах біполярний транзистори зображаються так (рис.4.3).

Як видно, схематичне

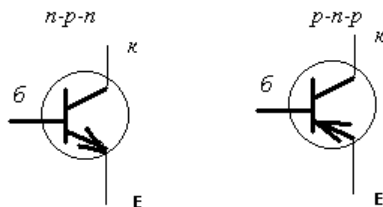


Рис.4.3 Схематичне позначення біполярних транзисторів

зображення зовсім не схоже на їх дійсну конструкцію. Але так прийнято. Гурток символізує корпус транзистора. Індексом "б" позначений контакт до бази, "к" означає контакт до колекторної області, а "е" до емітерної області. Напрямок стрілки у емітерного контакту визначає тип транзистора (п-р-п або р-п-р).

Входом підсилювального каскаду є емітерний р-п перехід, тобто контакти б-е. При нормальному зміщенні це пряме напруга для емітерного р-п переходу, тобто вольтамперна характеристика (ВАХ) виглядає так (рис.4.4).

Якщо транзистор відкритий, то напруга на р-п

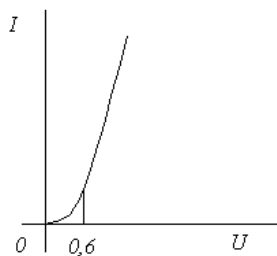


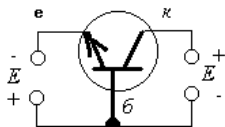
Рис.4.4

переході приблизно дорівнює 0,6 В. Якщо воно менше на 0,1 В, то струм падає. Підрахуємо, у скільки разів падає струм, якщо напруга меншає на 0,1 В. Пригадаємо, що $kT/q=0,026$ В, тому зміна струму можна приблизно підрахувати за формулою:

$$I(0,6)/I(0,5) = \exp(0,1/0,026) \approx \exp(4) = 50$$

Тобто струм впаде приблизно в 50 раз, і можна буде вважати, що через транзистор струм не протікає.

Тепер розглянемо вихідні характеристики п-р-п транзистора, тобто ВАХ на колекторі. Спочатку будемо вважати, що транзистор включений по схемі із спільною базою (рис.4.5).



Ми бачимо, що до емітерного р-п переходу прикладене пряме зміщення: плюс до базового контакту, а мінус до емітерного контакту. До колекторного р-п переходу прикладене зворотне

Рис. 4.5 Схема СБ зміщення. У цьому випадку у хорошого транзистора колекторний струм лише трохи менше емітерного. Значить, вольтамперні характеристики повинні бути горизонтальними:

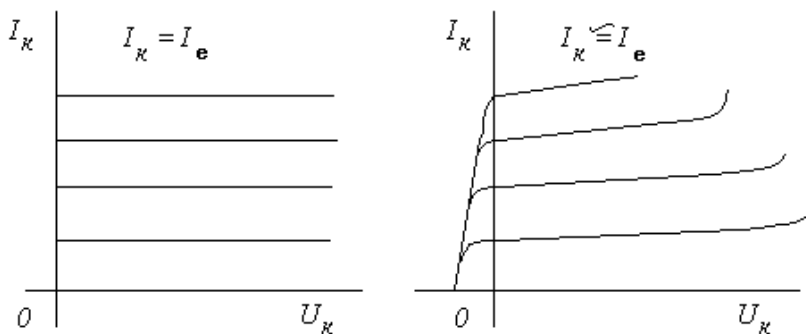


Рис.4.6 ВАХ транзистора за схемою СБ

Це лівий рис.4.6. Тут представлені чотири лінії для чотирьох струмів емітера. Насправді вони виглядають трохи не так див. правий малюнок. По-перше при негативному напруженні (а це буде пряме зміщення для колекторного р-п переходу) струм швидко падає. А при позитивному напруженні струми колектора все-таки трохи нарастають, що відбувається через те, що із зростанням напруга

збільшується зворотне зміщення на колекторному р-п переході, при цьому збільшується його область об'ємного заряду, а значить менша нейтральна частина бази. Це і приводить до того, що повний колекторний струм поступово наростає. У кінці настає різке зростання струму, пов'язане з пробоем колекторного р-п переходу.

Частіше використовується схема із спільним емітером. У цьому випадку криві трохи зсуваються праворуч (рис.4.7).

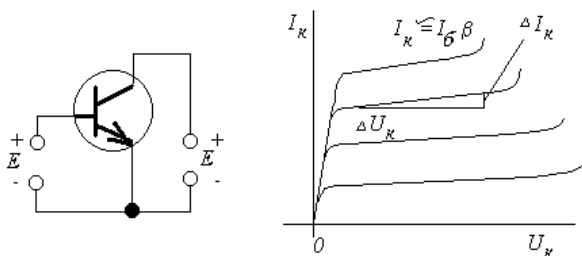


Рис.4.7 Схема та ВАХ транзистора за схемою СЕ

У цьому випадку в базу і в емітер подаються напруга одного знаку, але в базу подається не більше 0,7 В, а в колектор 5...15 В. Якщо в колекторному ланцюгу включити резистор, то напруга буде меншати при великих струмах, і може

досягнути нуля. У цьому випадку наступить режим насичення: напруга на колекторному переході стане прямою, струм піде з колектора в базу і з емітера в базу, струм в колекторному ланцюгу припиниться, а в базі почнеться накопичення електронів. Це так званий режим насичення.

Режим насичення дуже неприємний, оскільки через це накопичення носіїв в базі різко гіршає швидкодія транзистора.

У схемі із спільною базою цього не відбувається.

Зазначимо також, що наростання струму колектора із зростанням напруга на колекторі можна охарактеризувати величиною

$$r_{к\partial} = \frac{\Delta U_{к}}{\Delta I_{к}}$$

диференціального опору колектора:

Диференціальний колекторний опір у схеми із спільним емітером (СЕ) у багато разів менше, ніж у схеми із спільною базою (СБ).

Тепер розглянемо більш детально три найбільш типові схеми включення транзистора: із спільним емітером (СЕ), із спільним колектором (СК) і із спільною базою (СБ). Спільним називається той

контакт, який або прямо пов'язаний із землею, або через низький опір джерела живлення. А на інших контактах будуть вхідний і вихідний сигнал.

У схемі СЕ вхідний сигнал подається на базу, а вихідний сигнал знімається з колектора. Схема і вихідні характеристики зображені на рис.4.8.

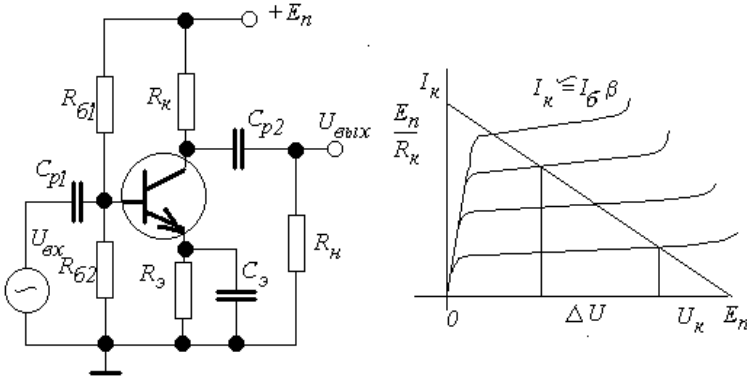


Рис.4.8

Видно, що схема стала дуже складною. Однак головне, що тут є це резистор $R_{к}$, який визначає коефіцієнт посилення по напрузі і, який складає від одиниць кілоом до мегаома (чим більше цей резистор, тим більше посилення). Всі інші елементи більш або менш умовні.

Передусім, $R_{е}$ необхідне для термостабілізації транзистора. Це здійснюється за рахунок зворотного зв'язку по постійному струму, який ми розберемо пізніше. $C_{е}$ конденсатор, який шунтує цей резистор на робочих частотах, так що при змінному сигналі резистора немає. Цей конденсатор декілька мкФ. Звичайно це електролітичний конденсатор.

$C_{п1}; C_{п2}$ – розділові конденсатори, які відділяють постійну складову сигналу на вході і виході схеми від зовнішніх сигналів. Звичайно це декілька мкФ.

$R_{б1}$ – важливий резистор, керуючий роботою транзистора, служить для завдання робочої точки. Цей резистор задає постійну складову струму бази. Його значення залежить від величини $R_{к}$.

$R_{б2}$ – практично непотрібний резистор, просто він ставиться для зберігання транзистора від згоряння. Його значення повинне бути великим, оскільки стоїть він паралельно входу і може його

закоротити. Звичайне це 1 або декілька кілоом, оскільки вхідний опір транзистора малий.

R_n – опір навантаження, краще, якщо воно велике, оскільки воно підключене паралельно виходу транзистора, і якщо воно буде малим, вихідний сигнал впаде.

$U_{вх}$ – сигнал на вході транзистора. Як видно, на вході багато різних деталей – резисторів і конденсаторів. Але на робочих частотах опори конденсаторів малі, і вони добре пропускають сигнали. А два паралельних резистори $R_{б1}$ і $R_{б2}$ досить великі в порівнянні з вхідним опором транзистора. Тому врахуємо тільки цей вхідний опір.

Звичайно власне опори транзистора означаються малими буквами:

r_b – опір базової області транзистора, звичайно дуже мало – від декількох Ом до десятків Ом;

r_e – опір емітерної області (десяті або соті частки Ом) і емітерного р-п переходу, звичайно зміщеного в прямому напрямку. При відкритому транзисторі це в межах 10...100 Ом.

Оцінимо опір r_e з формули для ВАХ р-п переходу при прямому зміщенні:

$$I = I_s \exp\left(\frac{qU}{kT}\right)$$

(як звичайно, при прямому зміщенні одиницею нехтуємо). Будемо оцінювати диференціальну величину r_e . Продиференціюємо формулу по U :

$$\frac{dI}{dU} = \frac{1}{r_{\odot}} = I_s \exp\left(\frac{qU}{kT}\right) \frac{q}{kT} = I \frac{q}{kT}$$

або

$$r_{\odot} = \frac{kT}{qI}$$

Видно, що опір р-п переходу залежить тільки від струму, який через нього протікає. Так при струмі в 1 мА при кімнатній температурі (приблизно 3000К) виходить $0,026 \text{ В}/10^{-3} = 26 \text{ Ом}$, а при 10 мА вийде 2,6 Ом.

Але опір бази як вхідний опір транзистора визначається складніше. Справа в тому, що струм бази повинен збільшитися в $\beta+1$ разів, (це відношення I_e/I_b). Тому і напруга, що впала на емітерному

$$r_{ex} = r_o + (\beta + 1)r_e$$

р-п переході, збільшиться в це ж число разів:

Отже, вхідний опір транзистора буде сильно залежати від β , r_o і r_e , а також від струму, що протікає через емітер. Але це величина не дуже велика: якщо вважати, що $\beta=100$, а струм дорівнює 1 мА, то це приблизно 2,6 кОм, при струмі 10 мА це 260 Ом, при більшому струмі вже треба додавати опір бази.

На вхід подається напруга $U_{вх}$. Струм, що протікає через базу транзистора, рівний:

$$I_b = U_{вх} / r_{ex}$$

Через колектор протікає струм $I_k = \beta I_b$. Обчислимо потенціал на колекторі.

$$U_{ввх} = E_n - R_k \beta I_b = E_n - \frac{R_k \beta U_{вх}}{r_{ex}}$$

Тепер знайдемо коефіцієнт посилення по напрузі $K_u = U_{ввх}/U_{вх}$, але оскільки це скрутне, будемо шукати диференціальний коефіцієнт посилення:

$$K_{уд} = \frac{dU_{ввх}}{dU_{вх}} = -\frac{R_k}{r_{ex}} \beta$$

Видно, що коефіцієнт посилення по напрузі негативний, тобто вихідний сигнал в протифазі з вхідним, і досить великий, оскільки $R_k \gg r_{ex}$ і $\beta > 10$.

Цікаво також провести графічне дослідження схеми. Це дозволяє зробити правий рис.4.7, де показане сімейство вихідних ВАХ.

Передбачимо, що ми вирішили знайти колекторну напругу за допомогою графічного методу. Для простоти вважаємо, що $R_e = 0$, $R_H = \infty$. Очевидно:

$$E_n - R_k I_k = U_k$$

Праворуч стоїть функція $U_k(I_k)$, сімейство цих функцій є у нас на графіку. Зліва також якась функція від I_k . Але це пряма, так звана навантажувальна пряма. Вона визначається напругою живлення і опором колектора. Дві точки, через які проходить ця пряма, це:

I_k	U_k
0	E_n
E_k/R_k	0

Навантажувальна пряма також зображена на рис.4.8. Її перетин з однією з кривих сімейства це і є графічне рішення нашої задачі. І це рішення більш правильне, ніж наше попереднє, оскільки воно враховує справжні графіки транзистора. Нехай вхідні струми такі, що працюють перша і третя криві сімейства.

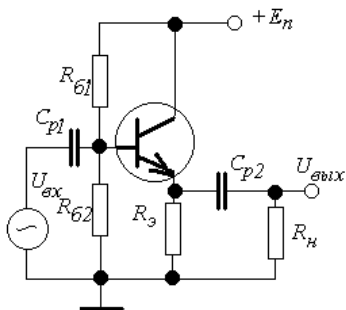


Рис.4.9 Схема СК

Тепер розглянемо іншу схему включення транзистора:

Тут на вході транзистора все точно так само, як і в попередній схемі. А в колекторі і емітері все не так! Колектор сполучений прямо з джерелом живлення, вихідна напруга береться з резистора емітера.

У перших, це сильно позначається на вхідному опорі схеми:

$$r_{вх} = r_{б} + (\beta + 1)(r_{э} + R_{э})$$

Якщо вхідний опір дорівнює 3 ком, а $\beta=300$, то по формулі виходить приблизно 1 МОм, тобто дуже багато.

Чому так виходить? Через зворотний зв'язок. Справа в тому, що на транзистор діє різниця потенціалів між базою і емітером: чим більше ця різниця, тим більше струм через емітерний р-п перехід, тим більше падіння напруга на резисторі $R_{э}$, але тим менше різниця потенціалів на емітерном р-п переході. Зворотний зв'язок 100-процентний. Можемо обчислити диференціальний коефіцієнт

посилення шляхом диференціювання відповідних рівнянь.
Отримаємо:

$$K_{уд} = \frac{1}{1 + r_e / R_e}$$

Якщо $r_e = 30 \text{ Ом}$, а $R_e = 3 \text{ ком}$, то $K_{уд} = 1/(1+30/3000)=0,99$. Видно, що $K_{уд}$ менше 1, але дуже близько до неї. Вихідний опір сильно меншає в порівнянні з R_e . Здається, такий пристрій не дуже той потрібно, оскільки коефіцієнт посилення менше 1. Але той факт, що у схеми з СЕ як разів погані параметри через те, що у СЕ низький вхідний опір і високий вихідний, не виходить використати декілька схем з СЕ, оскільки кожна наступна схема буде закорочувати вихідний сигнал попередньої. Якщо ж між схемами з СЕ використати схеми з СК, то високий вихідний опір СЕ узгодиться з дуже високим вхідним опором схеми СК, а низький вихідний опір схеми СК узгодиться з не дуже низьким вхідним опором наступної схеми СЕ.

Це відбувається тому, що при одиничному посиленні по напрузі схема з СК має досить великий коефіцієнт посилення по струму (приблизно β). Часто такі схеми називаються емітерними повторювачами.

Існують ще і схеми із спільною базою. Вони використовуються досить рідко, тому ми їх не розглядаємо.

Нижче ми приводимо таблицю порівняльних даних по цих схемах.

Таблиця 4.1 Порівняльні дані схем СЕ; СК; СБ.

	$R_{вх}$	$R_{вих}$	K_u	K_i	K_p	Зауваження
СЕ	середній	Високий	Великий	Великий	Дуже велике	Часто використовується
СК	дуже великий	дуже низький	1	Великий	Великий	Не часто
СБ	малий	дуже високий	Великий	1	Великий	Рідко використовується

Контрольні запитання та вправи

1. Що Вам відомо про різновиди транзисторів за конструктивно-технологічним ознакою?
2. Чим оцінюється ефективність емітеру? Знайдіть правильну відповідь:
 - a) загальним струмом емітеру;
 - b) концентрацією основних носіїв заряду в емітері;
 - c) відношенням діркової складової емітерного струму до загального струму емітера (для транзистору p-n-p);
 - d) відношенням струму емітера до струму бази;
 - e) відношенням діркової складової струму емітера до загального струму емітера (для транзистору p-n-p).
3. Поясніть фізичний смисл коефіцієнту переносу носіїв в базі.
4. Чим обумовлена поява зворотного струму колектору? Знайдіть правильну відповідь:
 - a) основними носіями заряду в області колектору;
 - b) неосновними носіями заряду в базі і колекторі;
 - c) основними носіями заряду бази;
 - d) правильної відповіді немає.
5. Коефіцієнт передачі струму $\beta = 97$. Знайдіть величину коефіцієнту передачі струму α .
6. Складіть перелік ключових слів до параграфу.

§5 Польові транзистори

До інших пристроїв з трьома шарами p- і n-типу відносяться польові транзистори.

Польові транзистори з p-n переходом

Конструкція цих транзисторів представлена на рис.5.1.

Як видно, тут також три шари: p-, n-, і p-типу (може бути і навпаки: p-, n-, і p-тип). Між стоком (С) і витокком (В) прикладається напруга така, що заряди (в цьому випадку дірки)

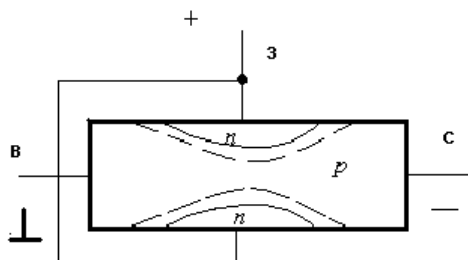


Рис.5.1 Конструкція польового транзистору з p-n переходом

втікають з витоку і втікають в стік. Значить, до стоку прикладається негативна напруга, витік заземляється. Через наявність р-п переходів область каналу вужчає, причому насправді навіть більше, оскільки р-п перехід товстий, у нього є область об'ємного заряду (ООЗ), відмічена на мал. пунктирною лінією. До затвора (З) прикладається позитивна напруга, так що р-п переходи зміщені в зворотному напрямі, і ООЗ розширяється, а ширина каналу вужчає. Це приводить до зменшення струму каналу (потіку зарядів від витоку до стоку) це регулювання струму, яке і дає режим посилення.

Це транзистор з каналом р-типу. При зворотних типах шарів вийде транзистор з каналом п-типу. У нього все також,

тільки в каналі протікають електрони, до стоку прикладається плюс, а до затвора мінус.

Повернемося до транзистора з каналом р-типу. Оскільки на затвор подається зворотна напруга, то він погано пропускає струм (це зворотний струм р-п переходу), тобто вхідний опір польового транзистора дуже великий. Польовий транзистор керується напругою, або полем. У цьому він

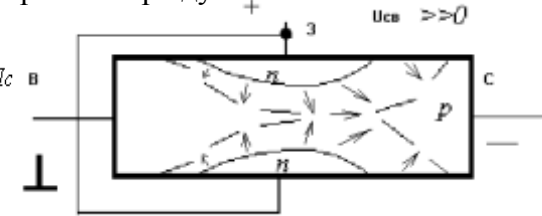


Рис.5.4

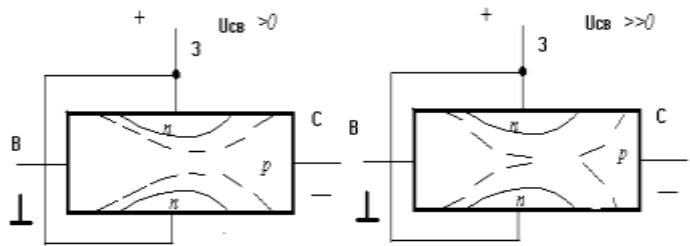


Рис.5.2 Змінення НЗЗ в залежності від U_{сз}

в якомусь значенні схожий на радіолампу. Причому так само, як в радіолампі, при збільшенні на затворі напруги (по модулю) струм проходячи від витоку до стоку падає.

При деякій напрузі $U_{зв} = U_0$ ООЗ змикаються, і струм стоку рівний нулю. Ця напруга називається напругою відтинання. Вихідна і перехідна характеристики представлені на рис.5.3. Як

Рис.5.3 Вихідна і перехідна характеристики

здається при простому розгляді, характеристики струм стоку – напруга стік-витік повинні бути прямими, і лише нахил їх стане тим менше, ніж більше напруга затвор-витік. Це тому, що при збільшенні напруга на затворі опір каналу збільшується. Однак криві швидко починають насичуватися, виходять майже на горизонтальну дільницю. Пояснюється це тим, що напруга, падаючи в каналі, міняється від 0 до $-U_{св}$, а значить, на р-п переході падіння напруги різне: в області поблизу витоку вона дорівнює $U_{зв}$, а в області поблизу стоку: $U_{зв} + U_{св}$, тобто більше. Значить, на мал. зліва в правій частині ООЗ ширше, а канал вже. Тому зрозуміло, що опір каналу із зростанням напруги $U_{св}$ росте, а характеристики падають. На правому мал. представлена ситуація з дуже великими напругами $U_{св}$, коли ООЗ верхнього і нижнього р-п переходу стикаються. Здається, що в цьому випадку струм в каналі повинен зникнути, оскільки канал уривається. Але насправді все відбувається інакше. Як видно з рис.5.4, в ООЗ є електричні поля, показані стрілками, і їх напрям в основному від п- до р-типу. Але там, де ООЗ зливаються, це поле направлене зліва направо, тобто так, щоб витягувати дірки з каналу, де він ще є, направо, через ООЗ.

У якомусь значенні це дуже схоже на випадок з біполярними транзисторами: там також носії заряду дифундують до колектора, а потім дуже сильним електричним полем колекторного р-п переходу витягуються в колектор.

У цьому випадку поле ООЗ набагато більше, ніж поле р-каналу. Тому після того, як ООЗ зіллються, подальше зростання $U_{св}$ забезпечується зростанням поля в ООЗ. А ліва частина р-каналу залишається незмінною. Але саме вона визначає струм через канал. Тому струм через польовий транзистор більше не міняється. (Струм трохи збільшується, але в першому наближенні можна вважати, що він незмінний.)

Це і є робоча дільниця вихідної характеристики струм визначається напругам на затворі, але не залежить від напруга на стоці, тобто може використовуватися для посилення напруга. Звичайно на цій дільниці працюють підсилювачі на польових транзисторах, тобто використовується випадок, коли ООЗ перекриваються.

Напруга, з якої починається полого дільниця, називається напругою насичення:

$$U_{сн} = U_0 - U_{зи}$$

Крім того:

$$I_c = I_{c \max} (1 - U_{зи} / U_0)^2$$

де $I_{c \max}$ максимальний струм стоку, що має місце при $U_{зи} = 0$.

Для визначення коефіцієнта посилення підсилювача на основі польового транзистора важливо знати його крутість (аналогічно коефіцієнту (в біполярний транзисторах):)

$$s = s_{\max} (1 - U_{зи} / U_0)$$

де S_{\max} максимальна крутість, що має місце при $U_{зи} = 0$. Вона визначається як:

$$s_{\max} = 2I_{c \max} / U_0$$

Крутість вимірюється в мА/В, і складає звичайно від 1 до 100. Вхідний опір 109...1012 Ом. На схемах польові транзистори зображаються так (рис.5.5).

Незручність польових транзисторів полягає в тому, що живлення ланцюга затвора (вхідний) і стоку (вихідний)

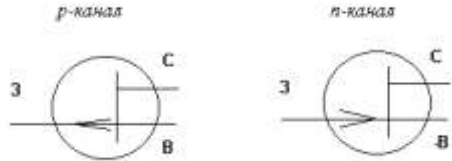


Рис.5.5 Схеми позначення польових транзисторів

різнополярне, тобто потрібно дві різні батарейки. Але за допомогою конденсатора цього легко уникнути, як показано на схемі. Це транзистор з п-каналом, тому до стоку прикладена позитивна напруга, а до затвора негативна. Вона

утвориться за рахунок зміщення, що з'явилося на опорі витоку. По змінному сигналу його величина повністю компенсується за рахунок включення паралельно з опором ще і конденсатора.

Звичайно повна схема містить ще і опори у вхідному ланцюгу, які і визначають вхідний опір схеми. Вихідний опір визначається

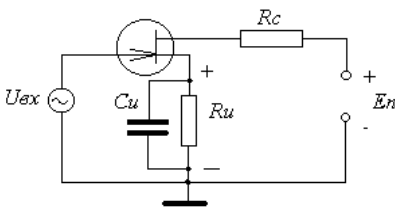


Рис.5.6 Схема включення польового транзистору СВ

опором стоку R_c і диференціальним опором стоку транзистора, тобто нахилом вихідної характеристики транзистора.

Коефіцієнт посилення цієї схеми:

$$K_u = sR_c$$

і може досягати декількох сотень.

Це схема із спільним витоком (СВ). Аналогічно біполярний транзисторам, є схеми і із спільним стоком (СС):

Здається, що це істотно більш проста схема, але практично вона така ж, що і ОБ, але немає конденсатора C_i . Тому вплив негативного зворотного зв'язку не виключений, і внаслідок цього коефіцієнт посилення по

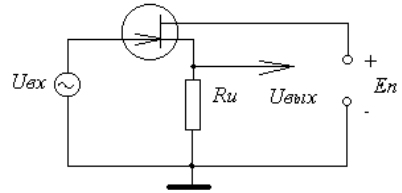


Рис.5.5 Схема включення СС

напруженню практично рівний 1, але насправді трохи менше. Коефіцієнт посилення по струму більше 1, і вихідний опір істотно менше, ніж у схеми з СВ.

Можна б побудувати схему із загальним затвором, аналогічно схемі із загальною базою у біполярний транзисторів. Однак крім технічних складностей (важко зробити загальний затвор, коли немає струму затвора) немає і такої необхідності, оскільки входні опори у польових транзисторів дуже великі, і не треба усувати ефект закорочування вихідного сигналу у багатокаскадних схемах.

Контрольні запитання та вправи

1. Вкажіть основні переваги польових транзисторів перед біполярними. Знайдіть правильну відповідь:
 - a) високий вхідний опір;
 - b) більш висока гранична частота;
 - c) більша припустима потужність, що розсіюється приладом;
 - d) менший рівень шумів;
 - e) простіше конструктивне оформлення;
 - f) ширший температурний режим роботи;
 - g) більш стабільні параметри
 - h) менша вартість.

2. Як називаються характеристики польового транзистору, записані у вигляді:

$$I_c = f(U_c) \text{ при } U_{зв} = const,$$

$$I_c = f(U_{зв}) \text{ при } U_c = const?$$

3. Складіть перелік ключових слів до параграфу.

§6 Польові транзистори МДН

Польові транзистори метал – діелектрик - напівпровідник (МДН), або по іншому метал – оксид - напівпровідник (МОН) сильно відрізняються від останніх розглянутих як за принципом дії, так і по технології виготовлення. Але кінцеві дані (перехідні і вихідні характеристики) у них дуже схожі на криві останніх графіків.

Розглянемо, наприклад, напівпровідник (кремній, германій) р-типу електропровідності. Будемо вважати, що на нього нанесений тонкий шар діелектрика (частіше за інших вираховується оксид кремнію на кремній). Товщина діелектрика повинна бути дуже малою. Якщо в технології напівпровідників використовуються захисні шари оксиду товщиною від 1 до 2...3 мкм, то ми будемо вважати, що товщина діелектрика лежить в межах 0,1...0,3 мкм.

А зверху на діелектрику нанесений шар металу. Між металом і напівпровідником прикладене електричне поле.

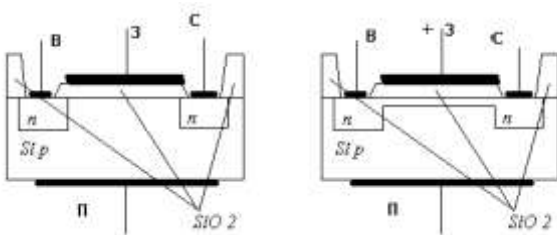


Рис.6.1 Будова МДН транзистора

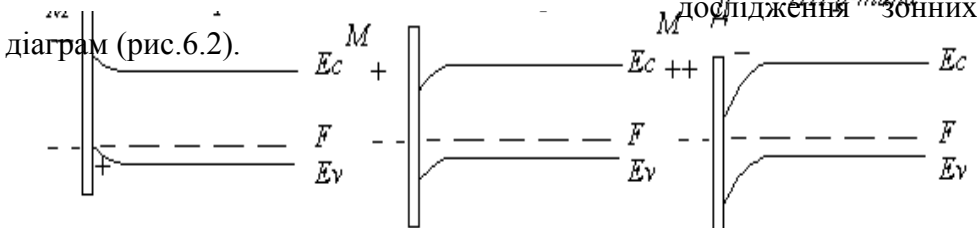


Рис.6.2 Зонні діаграми

У разі тонкого діелектрика електричне поле легко проникає в напівпровідник. Що внесе це поле в

напівпровідник, легко зрозуміти з дослідження зонних

На рис.6.2 зображені три залежності енергії електрона від координати. Зліва представлений випадок, коли до металу (позначений буквою М) прикладена негативна по відношенню до напівпровідника напруга. Вона притягає до поверхні напівпровідника дірки, а електрони відштовхує. Іншими словами, зонна діаграма згинається вгору, і при встановленні рівноваги дірок у поверхні стане ще більшим, ніж було в початковому напівпровіднику.

На середньому рис.6.2 зображена діаграма у випадку, коли до металу відносно напівпровідника прикладена позитивна напруга, зони зігнені вниз. Дірок у поверхні стало менше, ніж в глибині, а електронів більше. Але поки дірок у поверхні більше, ніж електронів.

На правому рис.6.2 ситуація кардинально змінилася: напруга знов позитивна, але вже досить велика, щоб електронів у поверхні стало більше, ніж дірок. Напівпровідник розділився на дві області: в глибині це як і раніше р-тип, а поблизу поверхні п-тип (сталася інверсія типу електропровідності).

Тепер розглянемо конструкцію, зображену на мал. зліва. Це напівпровідник (наприклад кремній) р-типу, в якому зроблені дві області п-типу. Зверху крім захисного шару двооксиду кремнію нанесений ще тонкий шар двооксиду кремнію між п-областями. Якщо тепер подати напругу між стоком і виток, то нічого не станеться: струм не з'явиться, оскільки при будь-якому знаку напруги хоч один з р-п переходів зміщений в зворотному напрямі (це як в біполярний транзисторі при дуже товстій базі два р-п переходи окремо).

А тепер давайте подамо позитивну напругу на затвор відносно підкладки (праворуч). Якщо це напруга більше деякого, так званого порогового (U_p), то дірки відштовхнуться від поверхні углиб напівпровідника, а електрони притягнуться до поверхні, і їх стане більшим, ніж дірок поблизу поверхні з'явиться наведений (індукований) шар п-типу. Цей шар з'єднає дві початкові області п-типу, і між стоком і виток з'явиться струм. Кажуть, що утворився канал п-типу.

Звичайно, можна взяти структуру з р-п-р областями. Всі міркування для неї будуть ті ж, але на затвор треба подавати негативну напругу, і канал буде р-типу. Далі ми розглядаємо тільки п-канальний МДН транзистор.

Очевидно, ця структура має 4 контакти. Іноді їх всі використовують. Однак частіше витік з'єднують з підкладкою, і

залишається тільки три контакти. Для простоти ми розглянемо тільки цей випадок.

На рис.6.3 представлені перехідна і вихідна характеристики польового транзистора МДН з вбудованим п-каналом. Видно, що в цьому випадку всі потенціали позитивні. Перехідна характеристика поводитья як частину параболи. Залежність струму стоку від напруга стік-витік представлена на правом мал. Ці криві дуже схожі на вихідні характеристики польового транзистора з р-п переходом, але тільки тут знак струму стоку і напруга на стоці співпадають.

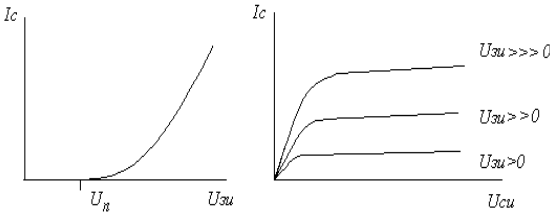


Рис.6.3 Перехідна і вихідна характеристики МДН транзистору

пропорційний напрузі стік-витік. Однак з рис.6.4 видно, що чим більше напруга стік-витік, тим більше опір каналу. Пояснюється це тим, що в каналі є падіння напруги, а оскільки в затворі немає ніяких струмів, то напруга у всіх точках затвора однакова. Якщо витік і підкладка сполучені, то в каналі поблизу витоку напруга дорівнює 0, а поблизу стоку рівна U_{cs} , значить різниця потенціалів між затвором і підкладкою буде меншати від витоку до стоку, канал буде мати різну товщину і електропровідність, як показано на рис.6.4 зліва.

Як виходить з теорії, залежність струму стоку від напруга на затворі і стоці має вигляд:

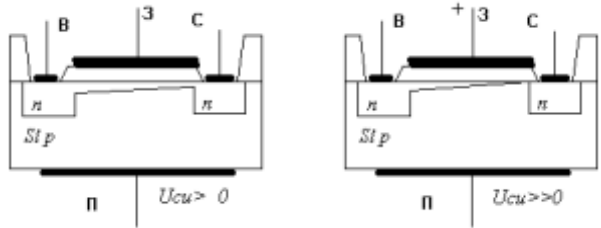


Рис.6.4 Залежність опору каналу від U_{cs}

$$I_c = K[(U_{zn} - U_n) U_{cu} - \frac{1}{2} U_{cu}^2]$$

де K – коефіцієнт, що залежить від конструкції і технології виготовлення транзистора, має розмірність A/B^2 . Це парабола в координатах $U_{св}$ – I_c , причому обернена і проходить через початок координат. Максимум лежить в точці:

$$U_{cu} = U_{zn} - U_n$$

і складає

$$I_{c \max} = \frac{1}{2} K (U_{zn} - U_n)^2$$

а далі повинен бути спад. Але на графіку цього спаду не видно. У чому ж справа? Виявляється, причина в тому, що в р-п переході є ООЗ, а в ній електричне поле, вказане стрілками на рис.6.5.

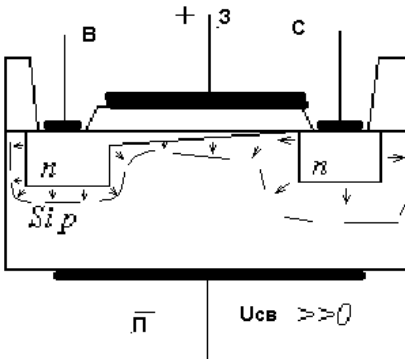


Рис.6.5 Електричне поле ООЗ

Всі стрілки мають різний напрям, але в кінці каналу напрям завжди однаковий: поле направлене так, що електрони витягуються з каналу і втягуються в область стоку. Це поле дуже велике, тому витягнення електронів дуже сильне. Це так само, як і у польових транзисторів з р-п переходом і біполярних транзисторів. З цієї причини з подальшим зростанням напруги на стокі вся надмірна напруга падає на ООЗ стоку і тільки приводить до витягнення електронів з каналу в стік, а на каналі падає однакова напруга, і струм каналу далі не міняється. Тому спаду струму немає, а є постійність (насправді дуже повільне зростання). Якраз ця область і є робочою ділянкою вихідної характеристики польового транзистора, тобто транзистор завжди працює із закритим каналом. Струм стоку рівний:

$$I_c = I_{c \max} = \frac{1}{2} K (U_{zn} - U_n)^2$$

Крутість визначається похідною струму по напруженню на затворі:

$$s = dI_c / dU_{zn} = K (U_{zn} - U_n)$$

Чим більше напруга на затворі, тим більше крутість. Але реально затвор дуже швидко пробивається, оскільки це дуже тонкий шар оксиду кремнію, тому крутість ненабагато більше, ніж у польових транзисторів з р-п переходом. Крім того, МОН-польові транзистори дуже часто пробиваються статичною напругою, тому їх треба припаювати до схем з великою обережністю. Звичайно всі контакти польових транзисторів сполучені між собою і роз'єднуються тільки перед самим паянням, паяльник повинен бути заземлений, і той, хто паяє, повинен мати на руці заземлений браслет.

Нижче показані схематичні зображення МОН-польового транзистора (рис.6.6) з n-каналом (зліва) і з р-каналом (праворуч).

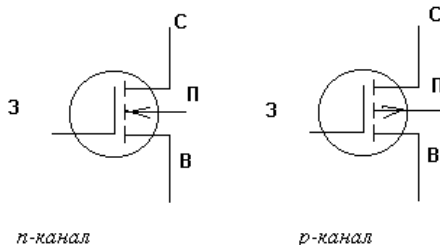


Рис.6.6 Схемні позначення МДН транзисторів

Такі транзистори називаються МОН-транзистори з індукованим каналом. Можна, однак, перед тим, як робити підзатворний діелектрик, провести ще одну дифузію донорів для п-канальних

транзисторів або акцептор для р-канальних транзисторів, щоб створити вбудований канал. тоді

характеристики будуть виглядати так:

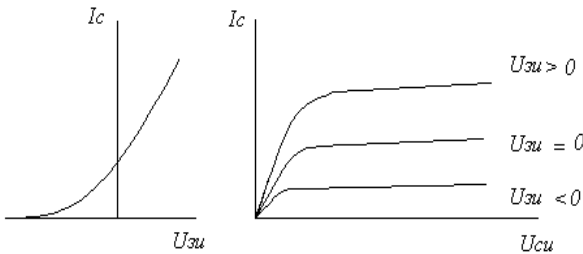
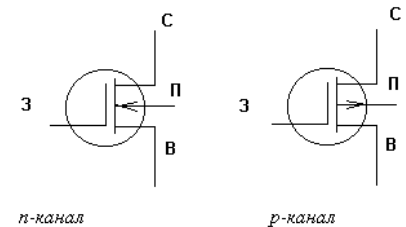


Рис.6.7 Перехідна і вихідна характеристики МДН транзистору з вбудованим каналом



n-канал

p-канал

Тепер у транзистора є струм навіть при нульовій напрузі на затворі, і є можливість управляти їм, тобто отримувати посилення. Позначаються такі транзистори майже

також, як і транзистори з індукованим каналом (рис.6.8).

Схемні рішення МОН-транзисторів з індукованим і вбудованим каналом практично мало відрізняються від схем польових транзисторів з р-п переходом, тому ми їх не розглядаємо.

Контрольні запитання та вправи

Рис.6.8 Схемні позначення МДН транзисторів з вбудованим каналом

1. Чим відрізняються польові транзистори з р-п переходом від МДН транзисторів?
2. В чому полягає різниця в будові МДН транзисторів з індукованим і вбудованим каналом?
3. Складіть перелік ключових слів до параграфу.

§7 Зворотний зв'язок

Сьогодні ми досліджуємо на перший погляд дуже шкідливе явище зворотний зв'язок.

Що таке зворотний зв'язок? Це дуже просто. У всіх пристроях, де є вхід і вихід, є якісь паразитні впливи вихідних сигналів на вхідні сигнали. Здається, з цим треба боротися. Але спочатку давайте подивимося, до чого це приводить.

На рис.7.1 показано підсилювальний пристрій з одним входом і одним виходом (трикутник), наявність зворотного зв'язку показана прямокутником, і цей зворотний зв'язок додається або віднімається від вхідного сигналу.

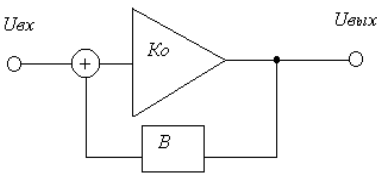


Рис.7.1 Підсилювач, охоплений зворотним зв'язком

Нехай спочатку частина вихідного сигналу ($B < 1$) віднімається з вхідного сигналу. Тоді це негативний зворотний зв'язок (НЗЗ), і на вході підсилювача буде сигнал

$$U_{\text{вх}}^0 = U_{\text{вх}} - BU_{\text{вых}}$$

Але K_0 – коефіцієнт підсилення підсилювача, і звичайно, він більше

одиниці. Тому

$$U_{\text{вх}} = K_0 U_{\text{вх}}^0$$

З цих двох рівнянь можна виключити $U_{\text{вх}}^0$, вийде:

$$U_{\text{вх}} = K_0 (U_{\text{вх}} - BU_{\text{вх}})$$

Тепер можна згрупувати вхідне і вихідне напруга і знайти їх відношення, тобто коефіцієнт підсилення із зворотним зв'язком:

$$K_{oc} = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K_0}{1 + BK_0}$$

Таким чином, видно, що при наявності НЗЗ $K_{зз}$ завжди менше або рівний K_0 (останнє буде, коли $B=0$, тобто зворотного зв'язку немає).

Отже, шкідливість НЗЗ очевидна він зменшує коефіцієнт підсилення. Подивимося все ж уважніше на знаменник. Там добуток BK_0 може бути будь-якою величиною, в тому числі і великий (значно більше 1). Але тоді одиницею можна в знаменнику нехтувати. І K_0 скоротиться, залишиться:

$$K_{oc} = 1/B$$

Отже, ми бачимо, що коефіцієнт підсилення в цьому випадку абсолютно не залежить від початкового коефіцієнта K_0 , а визначається деякою випадковою величиною B .

Але ось яка особливість: K_0 величина досить невизначена. У перших, вона сильно залежить від (β - коефіцієнта підсилення транзисторів по струму, у інших сильно залежить від температури, і взагалі досить нестабільна величина. Оскільки $B < 1$, то не потрібний підсилювач в НЗЗ, тобто можна обійтися, наприклад, резисторами. Отже, B можна зробити заданим з точністю 10^{-4} .. 10^{-6} , а K_0 з точністю до 100% або гірше. Тобто якщо зробити зворотну негативною зв'язок спеціально, то можна поліпшити точність завдання коефіцієнта підсилення за рахунок зменшення самого підсилення ($1/B$ більше, ніж одиниця, але менше, ніж K_0).

Тепер подивимося більш точно, у скільки ж разів можна поліпшити точність коефіцієнта підсилення. Для цього треба продиференціювати вираз для K_{oc} по K_0 :

$$dK_{oc} / dK_0 = 1/(1 + BK_0)^2$$

Величину $F=1+BK_0$ називають глибиною зворотного зв'язку. Це саме та величина, в яку меншає коефіцієнт підсилення при НЗЗ. Щоб зменшити вплив цього чинника, помножимо отриману формулу на F :

$$F(dK_{oc} / dK_0) = 1/F$$

Отже, вплив будь-якої нестабільності K_0 на K_{oc} меншає в F раз, тобто в глибину негативного зворотного зв'язку.

Пізніше ми детальніше розглянемо вплив НЗЗ на K_{ic} .

А зараз напишемо явне вираження для $U_{вх}^0$:

$$U_{вх}^0 = U_{вх} / F$$

Безпосередньо на вході підсилювача при великій глибині НЗЗ напруга дуже маленька.

Тепер розглянемо випадок позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ) це коли на вході додається частина вихідного сигналу. У остаточній формулі зміниться тільки знак:

$$K_{oc} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{K_0}{1 - BK_0}$$

Можливі три випадки:

1. $BK_0 < 1$. Ясно, що це коли $K_{oc} > K_0$. Здавалося б, це дуже корисний випадок коефіцієнт підсилення збільшився, його можна зробити яким завгодно великим. Але як ми бачили раніше при обговоренні НЗЗ, звичайно коефіцієнт підсилення підсилювача не дуже стабільний, а при збільшенні його за рахунок ПЗЗ він стає зовсім нестабільним. Тому цей випадок зовсім не використовується.
2. $BK_0 = 1$. У цьому випадку формула взагалі не справедлива, оскільки в знаменнику виходить 0, а на 0 ділити не можна. Треба наново розглянути виведення, щоб врахувати щось, що ми не врахували при її виведенні. Але ми цього робити не будемо, скажемо тільки, що випадок нескінченно великого коефіцієнта підсилення відповідає умові генерації сигналу підсилювач перетворюється в генератор. Ось це якраз використовується: практично завжди, коли треба зробити генератор синусоїдальних, прямокутних або інших періодичних сигналів, беруть хороший підсилювач і роблять ПЗЗ, що задовольняє вказаній умові.
3. $BK_0 > 1$. Ясно, що підрахувати результат по формулі можна, $K_0 < 0$. Але підозра на застосовність залишилася, адже щось ми не врахували. Більш уважний розгляд показує, що це також ситуація, коли виходить з підсилювача генератор.

Більше ми ПЗЗ розглядати не будемо, а повернемося до розгляду НЗЗ. При цьому будемо вважати, що це не шкідливе, а дуже корисне явище, і виникає не випадково, а зроблено навмисне. Тому

будемо заздалегідь вважати: K_0 не дуже стабільна величина, але дуже велика. А за рахунок застосування НЗЗ ми домагаємося поліпшення стабільності підсилювача з деякою втратою коефіцієнта підсилення.

Амплітудно-частотна характеристика

Розглянемо амплітудно-частотну характеристику підсилювача (АЧХ). Очевидно, що для цього треба побудувати залежність амплітуди (коефіцієнта підсилення) від частоти в подвійному логарифмічному масштабі. Чому? Тому що складна залежність амплітуди від частоти в подвійному логарифмічному масштабі перетворюється в просту. Приклад представлений на рис.7.2, верхня крива.

Для одиночного каскаду, у якого верхнє і нижнє обмеження по частоті звичайно пов'язане з одним RC-ланцюжком, наростання і спад коефіцієнта підсилення пов'язане з частотою

пропорційно (зростання пропорційне f , спад зворотно пропорційний f). У подвійному логарифмічному масштабі і те і інше буде йти по прямій, нахилений під 45° до горизонталі. Інша зручність полягає в тому, що подвійний логарифмічний масштаб корисний при великих змінах частот і коефіцієнтів підсилення.

Ще нам треба буде шукати сигнал, рівну $0,7$ від K_{\max} . Це означає, що треба відступити вниз від K_{\max} на один і той же крок незалежно від того, чому рівний K_{\max} .

Отже, у нас є крива K_0 , це верхня крива на рис.7.2, яка описує частотні властивості підсилювача без зворотного зв'язку. Треба відступити від максимального значення K_0 на рівень $0,7$ цей рівень і визначає нижню і верхню частотні кордони, а їх різниця $\Delta f_{0.7}$ – це смуга частот).

Що ж буде при використанні НЗЗ? Треба застосувати вже відому формулу. Якщо $V_{K_0} \gg 1$, то $K_{ic} = 1/B$. У іншому разі $K_{ic} < K_0$. З урахуванням цього, в

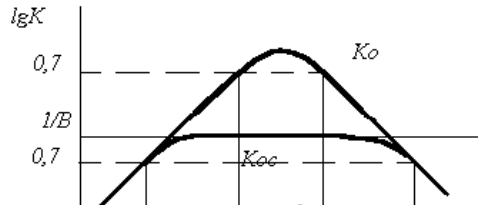
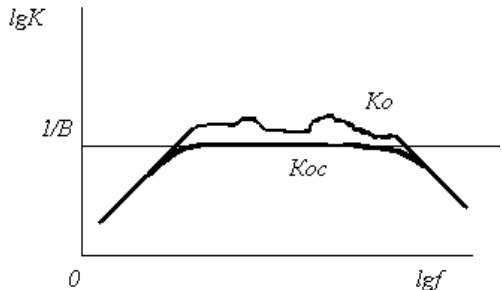


Рис.7.2 АЧХ підсилювачу



подвійному логарифмічному масштабі крива одріжеться рівнем $1/B$, як це показує крива K_{oc} . Відступивши на ту ж величину $0,7$, отримаємо нову смугу частот Δf_{oc} . Очевидно, це набагато ширша смуга частот.

Поліпшиться також і сама частотна характеристика. Наприклад, маємо нерівномірну характеристику, як на рис.7.3. Очевидно, нерівномірність частотної характеристики поменшає в F раз.

Відомо, що при наявності амплітудно-частотної нерівномірності є ще і фазово-частотна нерівномірність. Наприклад, для характеристики на останньому рисунку фазова характеристика буде як на рис.7.4.

Рис.7.3

При застосуванні НЗЗ

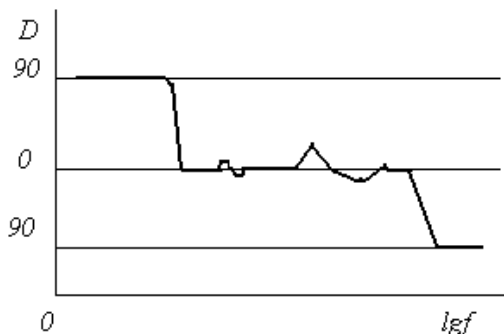


Рис.7.4 ФЧХ підсилювачу без НЗЗ

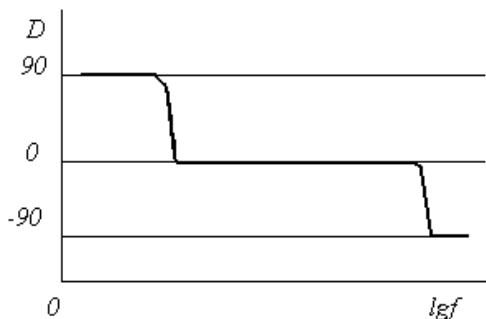


Рис.7.5 ФЧХ підсилювачу з НЗЗ

крива згладиться так, що там, де НЗЗ діє (глибина зворотного зв'язку велика), там фаза буде прагне до нуля (рис.7.5). Зрозуміти це можна з наступних міркувань. Якщо ми враховуємо в формулі для коефіцієнта підсилення також і зсув фаз, то це комплексні коефіцієнти підсилення. Напишемо рівняння для комплексних коефіцієнтів підсилення, визначивши комплексні величини точкою зверху:

$$K_{oc} = \frac{K_0}{1 + BK_0}$$

Давайте побудуємо тепер на комплексній площині обчислення K_{oc} : нехай K_0 , коефіцієнт підсилення, дуже великий, велика довжина, і має деякий кут, що відображає фазу. BK_0 трохи менше і співпадає з ним по фазі, а $1+BK_0$ буде тільки трохи відрізнятися. Тепер треба K_0

поділити на $1+BK_0$. При розподілі комплексних чисел модулі діляться, а фази віднімаються. Тому $D_{oc} < D_0$, а конкретно обчислити їх співвідношення можна виключаючи x і нехтуючи синусом (вважаємо, що кути малі):

$$BK_0 D_{oc} = D_0 - D_{oc}$$

звідки

$$D_{oc} = D_0 / (1 + BK_0) = D_0 / F$$

Отже, зсув фази при наявності НЗЗ меншає в глибину зворотного зв'язку F .

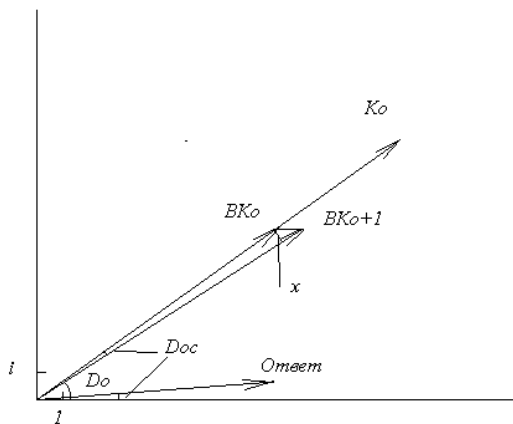


Рис.7.6 Графічний спосіб обчислення K_{ic}

вхідний і вихідний опори. Для того, щоб зрозуміти, як впливає НЗЗ на них, розглянемо чотири різних випадки.

1. *Послідовний зворотний зв'язок по напрузі.* Що це означає? Просто це означає, що частина вихідного напруга знімається з навантаження і додається до вхідної напруги. Складемо таблицю:

Таблиця 7.1

Вхід	Вихід
Напруга	Напруга

У цьому випадку

Досі ми ніде не враховували, що підсилення по напрузі. Можна було б сказати, що коефіцієнт підсилення по струму, і все залишилося б точно так само. Тобто все, що ми обговорили про позитивний вплив НЗЗ, буде справедливе і для підсилювачів струмів. Але є

параметри підсилювачів, яким це не все одно. Це

$$R_{\text{вхос}} = (U_{\text{вх}} + U_{\text{ос}}) / I_{\text{вх}}$$

після перетворення:

$$R_{\text{вхос}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} (1 + BK_0) = R_{\text{вх}} F$$

ми бачимо, що вхідний опір збільшується в глибину зворотного зв'язку.

Вихідний опір навпаки меншає в F раз:

$$R_{\text{вхос}} \approx R_{\text{вих}} / F$$

2. *Послідовний зворотний зв'язок по струму.* На вході сигнал подається по напрузі, з виходу він знімається пропорційний струму.

Таблиця 7.2

Вхід	Вихід
Напруга	Струм

У цьому випадку вхідний опір також росте

$$R_{\text{вхос}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}} (1 + BK_0) = R_{\text{вх}} F$$

Інакше йде справа у вихідним опором:

$$R_{\text{вхос}} = R_{\text{вих}} + R_{\text{ос}} (K_u + 1)$$

де $R_{\text{ос}}$ – опір, з якого знімається сигнал, пропорційний вихідному струму. Так що в цьому випадку ми бачимо, що і вхідний, і вихідний опір великі, приблизно в F раз більше, ніж у звичайного підсилювача.

3. *Паралельний зворотний зв'язок по струму.* У цьому випадку частина вихідного струму подається на вхід і віднімається з вхідного струму. Тому результат буде, як в таблиці.

Таблиця 7.3

Вхід	Вихід
Струм	Струм

Вхідний опір меншає:

$$R_{\text{вхос}} = R_{\text{вх}} / F$$

а вихідний опір збільшується:

$$R_{\text{выхос}} \approx R_{\text{вых}} F$$

4. *Паралельний зворотний зв'язок по напрузі.* У цьому випадку на вході додається струм, а з виходу знімається напруга.

Таблиця 7.4

Вхід	Вихід
Струм	Напруга

У цьому випадку і вхідне, і вихідне опору меншають приблизно в F раз:

$$R_{\text{вхос}} \approx R_{\text{вх}} / F \quad R_{\text{выхос}} \approx R_{\text{вых}} / F$$

Ми вже пересвідчилися, що НЗЗ при великих коефіцієнтах підсилення (від 1000 до 1000 000) і глибоким зворотним зв'язком $F > 100$ дуже корисна: хоч коефіцієнт підсилення і стає менше, але зате поліпшуються частотні властивості, лінійність підсилювача, фазові характеристики і т.д. Але буває, що при охопленні НЗЗ підсилювача з великим числом каскадів часто самозбудження, і підсилювач перетворюється в генератор.

Чому це відбувається? Справа в тому, що НЗЗ – це коли зсув фази між входом і виходом становить 180° . Але підсилювачів з нескінченно широкою смугою частот не буває – дець буває спад частотної характеристики. При цьому відомо, що якщо в подвійному логарифмічному масштабі зростання або спад йде під кутом в 45° , то додається або віднімається зсув фази 90° . А якщо підсилювач двокаскадний, то буде 180° . Але в сумі це вже 360° тобто виходить замість НЗЗ – ПЗЗ (позитивний зворотний зв'язок). Якщо при цьому і коефіцієнт підсилення більше 1, то вийде генератор. Цю ситуацію ілюструє рис.7.7.

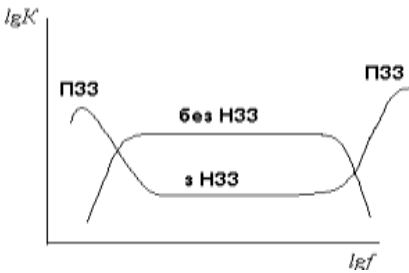


Рис.7.7

Є простий метод боротьби з цим явищем. Треба у вихідному каскаді підсилювача поставити ємність, так, щоб вона обмежувала коефіцієнт підсилення так, щоб спад характеристики був під 45° при великому коефіцієнті підсилення.

Контрольні запитання та вправи

- Що таке зворотний зв'язок, з яких причин він виникає в підсилювачах?
- Складіть структурні схеми підсилювачів із зворотним зв'язком:
 - послідовним за напругою;
 - послідовним за струмом;
 - паралельним за напругою;
 - однопетльовим;
 - багатопетльовим.
- Вкажіть вид зворотного зв'язку, якщо зсув фаз між вхідною напругою і напругою зворотного зв'язку дорівнює:
 - 0° ;
 - 100° ;
 - 180° ;
 - 270° ;
 - 360° .
- Поясніть фізичний смисл змінення величини коефіцієнту підсилення підсилювачу при введенні НЗЗ.
- Які з наведених виразів характеризують підсилювач, охоплений НЗЗ:
 - $K_{зв} = K/(1 - \beta K)$;
 - $K_{зв} = K/(1 + K)$;
 - $K_{зв} = K/(1 - K)$;
 - $K_{зв} = K/(1 + \beta K)$.
- Складіть перелік ключових слів до параграфу.

§8 Підсилювачі постійного струму

Отже, на минулій лекції ми знайшли один цікавий спосіб побудови хороших, стабільних підсилювачів – треба зробити підсилювач з великим коефіцієнтом підсилення (добре б біля 1000000), а потім застосувати негативний зворотний зв'язок (НЗЗ). І не важливо, що великий коефіцієнт підсилення виходить поганим, не відтворюється, з нерівномірною частотною і фазовою характеристиками. Величина НЗЗ задається пасивними елементами, наприклад резисторами, а вони володіють хорошою стабільністю.

Давайте подивимося, як можна зробити підсилювач з хорошим коефіцієнтом підсилення. Нехай це схема із спільним емітером (СЕ),

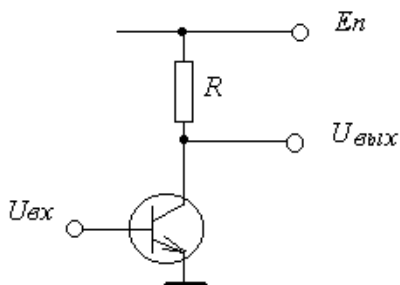


Рис.8.1

що використовує п-р-п транзистор(рис.8.1).

Тут ми не ввели ніяких зайвих деталей, вважаючи, що на вході є постійна і змінна складові сигналу, і на виході ми зуміємо виділити потрібні складові сигналів. Тому у нас є тільки резистор R і напруга живлення E_n . Напишемо вираз для $U_{вих}$:

$$U_{вых} = E_n - RI_{\kappa} \approx E_n - RI_{\sigma} = E_n - RI_0 \exp\left(\frac{qU_{\sigma\epsilon}}{kT}\right)$$

Ми написали це вираз в такому вигляді, щоб точно побачити, як напруга залежить від температури. Але при цьому ми будемо вважати, що при зміні температури одночасно змінюється і вхідний сигнал, так, щоб на виході все залишалось постійним. Отже, ми вважаємо, що $U_{вих}$, E_n , R і I_0 залишаються постійними (останнє, правда, трохи міняється, але набагато менше, ніж члени в експоненті). Тому можна вважати, що міняються тільки $U_{\sigma\epsilon}$ і T – напруга база-емітер і абсолютна температура. (q і k – світові константи – заряд одного електрона і постійна Больцмана). Продиференціюємо по T і прирівняємо до нуля.

$$\frac{q\left(\frac{dU_{\sigma\epsilon}}{dT}T - U_{\sigma\epsilon}\right)}{kT^2} = 0$$

Скорочуючи зайві члени, отримаємо:

$$\frac{dU_{\delta_2}}{dT} = \frac{U_{\delta_2}}{T}$$

На перший погляд це може бути все, що бажано – якась напруга, поділена на якусь температуру.

Але температура ця абсолютна, тобто в градусах Кельвіна, і близька до кімнатної. Значить, це приблизно 300К. А напруга – це приблизно контактна різниця потенціалів, оскільки р-п перехід емітер-база зміщений в прямому напрямі. Отже, все залежить від матеріалу: для кремнію це 0,6 В, а для германія – 0,3 В. Поділивши контактну різницю потенціалів на температуру, отримаємо:

Таблиця 8.1

Матеріал	dU_{δ_2}/dT , мВ/К
Si	2
Ge	1

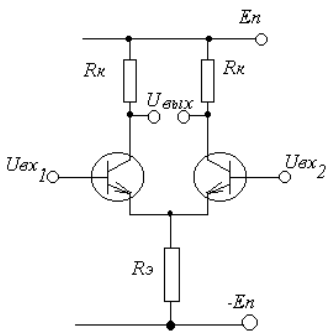
Видно, що германій в 2 рази краще (термостабільніший), ніж кремній. Але в сучасних умовах кремній набагато технологічніший (дешевший).

Отже, у кремнієвих транзисторів приведений до входу температурний дрейф становить всього 2 мВ/К. Щоб дізнатися, що буде на виході, треба це помножити на перепад температури і коефіцієнт підсилення. У працюючого транзистора перепад температури цілком може бути 10К, а коефіцієнт підсилення у двох-трьохкаскадного підсилювача може бути 1000...100000. Виходить 20...2000 В. Це дуже багато.

Звичайно, можна використати польові транзистори, у них температурний дрейф набагато менше. Але є декілька способів боротьби з температурним дрейфом і в біполярний транзисторах. Наприклад, відомий спосіб розділення сигналу на постійну і змінну складові за допомогою розділових конденсаторів. Крім того, можна

перетворити сигнал у високочастотний, а після підсилення випрямити (модуляція – підсилення – демодуляція).

Але найбільше поширення отримав метод диференціального каскаду. Розглянемо його детальніше.



На рис.8.2 представлена схема, що складається з двох по можливості однакових транзисторів, двох колекторних резисторів, також однакових, і одного емітерного резистора, спільного для двох транзисторів. Схема має два входи і один різністний вихід. Тут також звичайно використовується два джерела живлення.

Рис.8.2 Диференціальний каскад

Звичайно $\pm E_p$ однакові. І якщо $U_{вх}$ близьке до нуля, то на емітерному опорі падає велика і майже постійна напруга, тому струм, що протікає через цей опір, також майже постійний. Це означає, що ми задали струм емітерів. Далі цей струм розділяється на дві частини, і протікає через два транзистори.

А тепер, давайте розглянемо випадок однакових вхідних напружень синфазний вхідний сигнал. Теоретично, якщо на входах синфазний сигнал, то струм, що протікає через транзистори, буде однаковий, тобто розділиться пополам. Але цей струм заданий резистором і майже не залежить від вхідного сигналу. Тому відгук на синфазний сигнал дуже малий, а оскільки ми на виході беремо різністний сигнал, то він взагалі близький до нуля. Це зумовлене тим, що в емітері напруга буде мінятися майже також, як і в базах: різниця потенціалів між базою і емітером міняється набагато менше, ніж на входах.

Диференціальний сигнал також однаковий на обох входах, але протилежний за фазою. Тому на емітерах напруга майже не міняється, повний емітерний струм також, а на базах транзисторів напруга міняється набагато сильніше, і це приводить до того, що струми через транзистори міняються в різні сторони: на одному транзисторі збільшується, а на іншому меншає, хоч в сумі він залишився незмінним. Тому сигнал на виході (на колекторах) буде сильним, та ще в два рази більше, оскільки він виходить, як різниця між двома колекторами.

Справа полягає в тому, що для синфазного сигналу схема аналогічна схемі з СК: є сильний НЗЗ завдяки наявності емітерного опору; а для диференціального сигналу аналогічна схемі з СЕ: напруга на емітерах практично не міняється, тому можна вважати, що емітери як би заземлені. Отже, диференціальний сигнал добре підсилюється, як в схемі з СЕ, а синфазний сигнал сильно ослабляється, як в схемі з СК по-перше, і за рахунок віднімання колекторних сигналів по-друге.

Якщо сигнали $U_{вх1}$ і $U_{вх2}$ довільні, то можна обчислити синфазну і диференціальну складові за формулами:

$$U_{син} = (U_{вх1} + U_{вх2})/2 \quad U_{диф} = (U_{вх1} - U_{вх2})/2$$

і навпаки:

$$U_{вх1} = U_{син} + U_{диф} \quad U_{вх2} = U_{син} - U_{диф}$$

Звичайно для хороших диференціальних каскадів важко підібрати досить близькі по параметрах транзистори і навіть резистори колекторів, тому на практиці вже давно, ще до виникнення мікроелектроніка, стали робити спарені транзистори, які знаходяться дуже близько один до одного, виготовлені в одному технологічному режимі і мають майже однакову температуру. Такі транзистори не треба підбирати вони створені спеціально схожими, щоб отримувати дуже низький коефіцієнт підсилення синфазного сигналу $K_{син}$. А при переході на мікроелектроніку взагалі всі диференціальні каскади стали робити інтегральним способом. Звичайно в цьому випадку $K_{диф} = 100...400$, а $K_{син} = 0,1...1$. Для оцінки якості диференціального каскаду вводять коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу (КОСС):

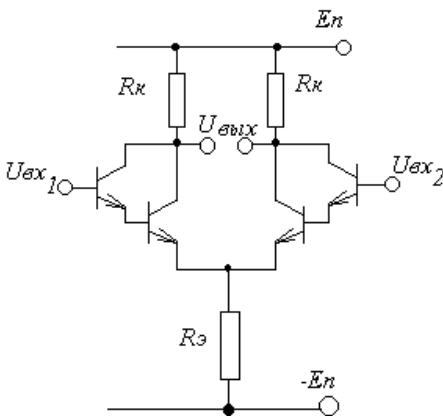
$$КОСС = K_{диф} / K_{син}$$

Це лежить в межах 400...1000, або в децибелах 50...60 дБ.

Чому нам так важливий синфазний сигнал? Справа в тому, що різні дрейфи транзисторів: старіння, тепловий дрейф і так далі – це еквівалентно подачі на входи однакових сигналів, тобто синфазному сигналу. Тому якщо синфазний сигнал сильно ослаблений, то і тепловий дрейф також ослаблений. І ми бачимо, що коефіцієнт підсилення диференціального сигналу в 1000 раз сильніше, ніж, скажемо, тепловий дрейф. Але це означає, що диференціальний каскад годиться для першого каскаду підсилювача, який буде призначений для підсилення з великим коефіцієнтом підсилення, щоб

потім використати його для підсилювача з НЗЗ. Такі підсилювачі називаються *операційними* (ОП).

Отже, майже завжди для виготовлення ОП роблять першим каскадом диференціальний. Але у різних ОП він буває різним. Часто



замість звичайних транзисторів беруть здвоєні (рис.8.3).

Тут ми вже застосували прийняте в мікроелектроніка умовне позначення транзисторів: без кружальця, вказуючого, що у транзистора є свій корпус. У мікроелектроніка цього звичайно не буває.

У такого каскаду коефіцієнт підсилення здвоєних транзисторів набагато більше ($100^2=10000$). Саме через великий коефіцієнт підсилення вони і використовуються.

Рис.8.3 Диференціальний каскад на здвоєних транзисторах

Але можна використати супербетатранзистори – це спеціально виготовлені транзистори з дуже маленькою базою і великим перепадом концентрацій в емітерній і базовій областях. Коефіцієнт підсилення у них може досягати 5000 і більш. На жаль, ці транзистори вимагають дуже точної технології, і, крім того, вони не витримують великих напруг. Тому для захисту від пробую до них треба додавати ще по одному транзистору. Через велику технологічну складність супербетатранзистори використовуються рідко.

Іноді вхідні каскади корисно зробити на основі польових транзисторів, оскільки вони мають дуже великий вхідний опір. Частіше використовують польові транзистори з р-п переходом. Але все ж це також дуже велике ускладнення технології.

Тому в більшості ОП використовують одинарні біполярні транзистори, але вживають заходів до того, щоб поліпшити генератор струму емітера, і замість резистора використовують транзистор. Але частіше за все для цієї мети використовується схема, яка називається "струменеве дзеркало". Вона зображена на рис.8.4.

Тут використані два однакових транзистори (краще виготовлених в одному циклі), і через правий, включений по схемі діода (колекторний р-п перехід закорочений, і залишається тільки емітерний р-п перехід) пропускається прямий струм. Цей струм визначається формулою:

$$I_0 = (2E_n - 0,7)/R$$

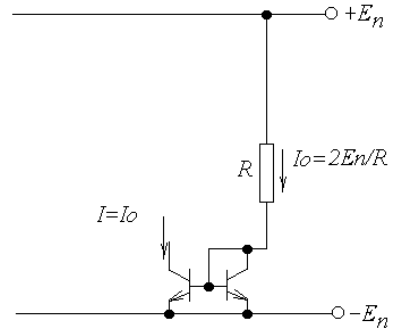


Рис.8.4 Схема „струменеві дзеркало”

Цей струм ні від чого не залежить. Він постійний. Але значить і напруга в його базі і базі сусіднього транзистора однаково і так, що забезпечує протікання точно такого ж струму і через сусідній транзистор:

$$I = I_0$$

У нас вийшло як би дзеркало: струм, який протікає через правий транзистор, протікає і через лівий, відбивається. Але цей струм не залежить від напруги на колекторі лівого транзистора. Значить, у нас вийшов генератор струму. І дуже хороший генератор струму, оскільки у нього дуже великий вихідний опір, рівний диференціальному опору колектора, який, як ми пам'ятаємо, становить $100 \text{ кОм} \dots 10 \text{ МОм}$. Якщо використати такий хороший генератор струму, вийде збільшення КОСС до $1\,000\,000$ (120 дБ).

У диференціальному каскаді ми обговорили майже всі проблеми. Залишилося обговорити тільки вихід. А він, як ми знаємо, повинен бути різністним. Це означає, що його не можна заземлити.

Але якщо зробити віднімаючий пристрій? Виявляється, це можна за допомогою струменевого дзеркала (рис.8.5).

Два верхніх транзистори мають тип р-п-р. Тому у них емітери з іншою стрілкою і приєднані до позитивного живлення, а колектори внизу і йдуть до мінуса. Правий транзистор, як у струменевого дзеркала, служить діодом (база-колектор закорочені). Тому він точно пропускає струм, який проходить через правий транзистор диференціального

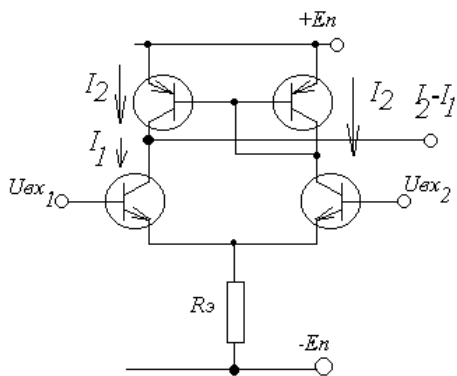


Рис.8.5 Віднімаючий пристрій із „струменевим дзеркалом”

каскаду. І цей же струм проходить через лівий транзистор струменевого дзеркала. Але по схемі він сполучений з колектором лівого транзистора диференціального каскаду. Виходить суперечність: нижній транзистор дає струм I_1 , а верхній струм I_2 . Ця суперечність розв'язується тим, що до з'єднання колекторів підключений ще один провід, і різниця струмів йде по ньому в наступний каскад.

По-суті справи, ми замінили колекторні опори активним навантаженням. Це навантаження має дуже великий диференціальний опір, а означає, дає ще більше підсилення каскаду.

Тепер розглянемо наступний каскад підсилення. Тут вже не треба боротися з температурним дрейфом, оскільки сигнал вже великий, і додаткова напруга дрейфу менша сигналу. Тому можна взяти звичайний каскад з СЕ, але для більшого коефіцієнта підсилення виконаний на здвоєному транзисторі. Схема наступного каскаду зображена на рис.8.6.

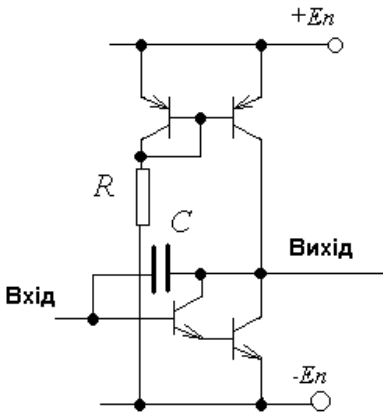


Рис.8.6 Повна схема диференційного каскаду

корекції. Тоді, у разі виникнення нестабільності треба ставити конденсатор в зворотний зв'язок всього ОП.

Подальше підсилення в ОП неможливе, оскільки ОП з трьома каскадами підсилення стає дуже нестійким. Однак можна зробити підсилення потужності за рахунок каскаду з СК. Звичайно частотна характеристика таких каскадів дуже хороша, тому для ОП вона не вносить нічого негативного. Схема цього каскаду зображена на рис.8.7.

Пунктирна лінія відділяє ліву частину деталі другого каскаду від правої частини деталей третього каскаду. Як ми бачимо, третій каскад дуже простий: в ньому усього два транзистори, включених по схемі СК, але двотактної. Коли напруга позитивна, відкритий верхній транзистор, а нижній виконує роль дуже великого опору, оскільки він закритий. І навпаки, при негативній напрузі працює (відкритий)

Ми представили тут повну схему. Основні транзистори це здвоєний транзистор внизу, включений по схемі СЕ. На базу цього транзистора подається вхідний сигнал. У колекторі транзистора стоїть активне навантаження – другий транзистор струменевого дзеркала. Крім того, тут зображений конденсатор С, який виконує корекцію частотної характеристики; вона необхідна для запобігання нестабільності ОП. Потрібно зазначити, що він не завжди включається в схему, є ОП без

нижній транзистор, а верхній – закритий і виконує роль великого опору. Це двотактний емітерний повторювач.

Складність виникає, коли напруга мало відрізняється від нуля (менше, ніж на контактну різницю потенціалів), оскільки в цьому випадку обидва

транзистори практично закриті. Розв'язанням цієї проблеми є включення у вихідний ланцюг двох діодів, як показано на рис.8.7 праворуч.

Ці діоди включені так, що вони завжди відкриті, тобто на

проходження струму у вихідному ланцюгу другого каскаду вони не впливають, але на діодах падає приблизно дві контактних різниці потенціалів, тому один вихідний сигнал лівої схеми розділяється на два для правої схеми, які відрізняються приблизно на дві контактні різниці потенціалів, і транзистори третього каскаду не можуть бути одночасно закриті. Ситуація ілюструється на рис.8.8

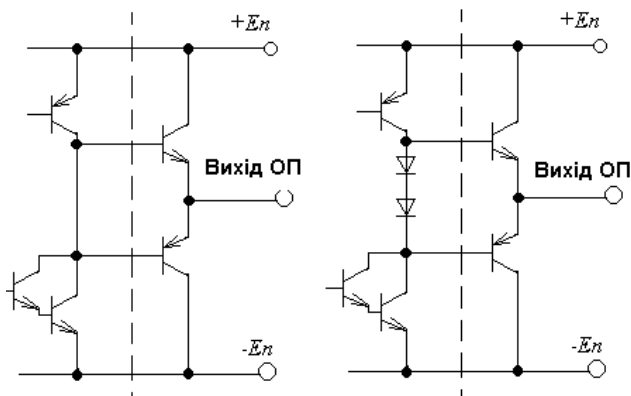


Рис.8.7 Диференційний підсилювач з каскадом СК

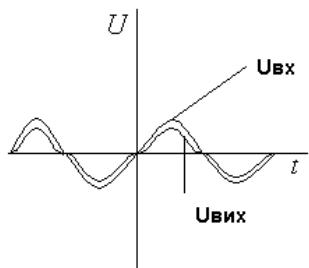


Рис.8.8

Цей рисунок зроблений для лівої схеми. Вихідний сигнал на контактну різницю потенціалів менше вхідного (більше вхідного для негативних величин). Для правого мал. вихідний сигнал точно співпадає із середньою величиною від двох вхідних сигналів.

Отже, ми розглянули по окремі роботу всіх трьох каскадів ОП. Давайте подивимося, як виглядає схема всього ОП.

На рис.8.9 представлена повна схема ОП, як ми її обговорювали вище. Тут 12 транзисторів і 2 діоди. Але каскадів всього 3, так і третій не посилює напруга, а посилює тільки струм, або потужність.

Тобто за напругою підсилюють тільки 2 каскади. Давайте подивимося, куди пішли 12 транзисторів.

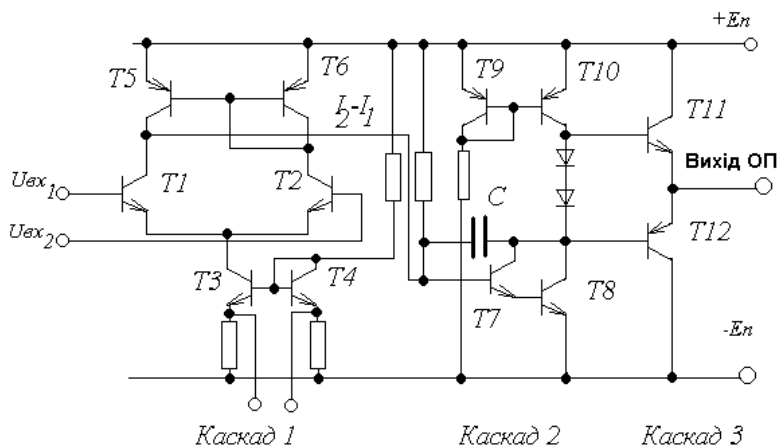


Рис.8.9 Повна схема ОП

Два транзистори (Т1 і Т2) ставляться паралельно, і є два паралельних входи, це тому, що ми повинні виключити температурний дрейф, а заодно і інші дрейфи, наприклад, пов'язаний із старінням схеми. Ще два транзистори можуть використовуватися для збільшення коефіцієнта підсилення, якщо замість цих транзисторів поставити здвоєні. Два транзистори використовуються, як допоміжні для генератора струму (ікро схем дзеркало: Т3, Т4). Два транзистори використовуються як активне навантаження (Т5, Т6). А насправді, в першому каскаді може використовуватися ще більше транзисторів, наприклад, для захисту від перевантаження.

У другому каскаді у нас чотири транзистори: один здвоєний транзистор (Т7, Т8) і два, як активне навантаження (ікро схем дзеркало, Т9, Т10). Крім того, тут використовуються два діоди, а в мікроелектроніці замість діодів, як правило, використовуються транзистори. Усього виходить 6.

Самий простий останній каскад: в ньому усього два транзистори Т11 і Т12.

Ми вже говорили, що сучасні ОП робляться тільки по технології ікро схемотехніки. А в мікросхемотехніці дуже просто робити транзистори, трохи складніше робити діоди і резистори, ще більш складно робити конденсатори і зовсім складно робити індуктивності. Тому кількість транзисторів абсолютно неістотна. У

сучасних ОП кількість транзисторів сягає 50 шт. і більше. Але при сучасних можливостях виготовляти мікросхеми із ступеню інтеграції в 10^6 – це не проблема.

Тепер давайте розглянемо основні характеристики ОП. До них відносяться чотири:

Таблиця 8.2 Характеристики ОП

№	Характеристика	Параметри
1	Великий коефіцієнт підсилення	1000...1000000 і більше
2	Диференціальний вхід	1- вхід неінвертуючий 2 – вхід, що інвертує
3	Великі вхідні опори	1 кОм...1 МОм
4	Малий вихідний опір	Менше 100 Ом

Великий коефіцієнт підсилення потрібен для використання НЗЗ. Завдяки диференціальному каскаду, що складається з 6...10 транзисторів, вдається усунути температурний і інші типи дрейфів. Коефіцієнт підсилення першого каскаду вдається підвищити до 1000 і більше.

Диференціальний вхід вийшов випадково, але він дуже зручний для здійснення НЗЗ: можна основний сигнал подавати на неінвертуючий вхід, а НЗЗ – на той, що інвертує.

Вхідні опори виходять не дуже великими, але вони різні для синфазного (великі) і диференціального (поменше) сигналів. Дуже великі вхідні опори, якщо на вході стоять польові транзистори. Просто великі будуть, якщо диференціальний каскад зроблений на здвоєних або супер-бетатранзисторах.

Малий вихідний опір зумовлений застосуванням каскаду з СК, який підсилює струм.

Ще одна важлива характеристика – швидкодія. Вона визначається верхньою межею частотної характеристики, оскільки нижньої у ОП немає. Типова хороша характеристика зображена на рис.8.10.

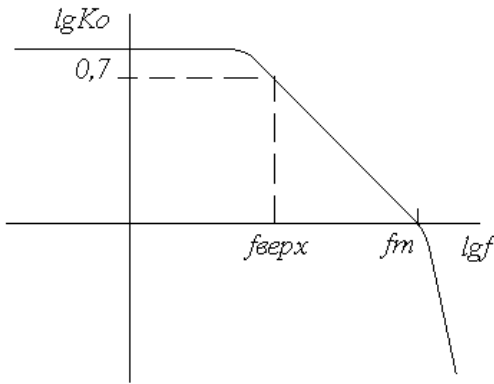


Рис.8.10 Типова характеристика швидкодії ОП

Ця характеристика хороша, тому що дільниця з нахилом в 45° доходить до одиничного підсилення (в логарифмічному масштабі 0), і значить цей ОП ніколи не буде самозбуджуватися. Іноді більш крутий спад починається раніше.

Здається, що частотна характеристика визначається

рівнем 0,7 (відмічено як $f_{\text{верх}}$). Але ОП ніколи не використовуються без НЗЗ. І

як видно з мал., в цьому випадку швидкодія буде різною в залежності від того, який зворотний зв'язок.

Тому більш важливою характеристикою є частота одиничного підсилення f_m . Справа в тому, що якщо ми знаємо f_m , то легко обчислити граничну частоту за формулою:

$$f_{\text{верх}} = f_m / K_{зз}$$

Самий час сказати декілька слів про інші характеристики ОП, головним чином про негативні. До них відносяться: напруга зміщення нуля $dU_{зм}$, температурна чутливість напруги зміщення нуля $dU_{зм}/dT$, струм зміщення ($\Delta I_{вх}$, середній вхідний струм $I_{вх\text{ ср}}$ і багато що інше.

Контрольні запитання та вправи

1. Чому підсилювачі постійного струму (ППС) знаходять широке застосування в електронній техніці?
2. Вкажіть принципи появи дрейфу нуля в схемах транзисторних ППС. Знайдіть правильні відповіді:
 - a) старіння елементів схеми;
 - b) відсутність конденсаторів в ланцюгах міжкаскадних зв'язків;
 - c) нестабільність напруги джерела живлення;
 - d) використання в схемі ППС глибокого НЗЗ;
 - e) вплив температури на параметри транзистору;
 - f) відсутність конденсаторів, що шунтують R_e ;
 - g) малий вхідний опір транзисторів.

3. Із яких умов вибирають величину опору резистору R_e в схемі ППС прямого підсилення на транзисторах?
4. Чим пояснити необхідність великого коефіцієнту підсилення в ППС?
5. Складіть перелік ключових слів до параграфу.

§9 Операційні підсилювачі

На цій лекції ми розглянемо аспекти застосування різноманітних підсилювачів. Але головним чином ми будемо розглядати застосування ОП, оскільки саме вони частіше за все використовуються в сучасній електроніці. Почнемо саме з них.

Позначаються операційні підсилювачі так само, як і звичайні підсилювачі трикутником, але у ОП два входи, і один з інверсією (рис.9.1).

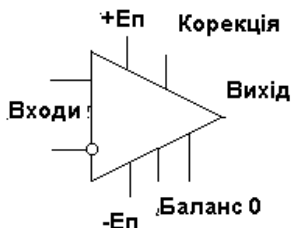


Рис. 9.1 Схемне позначення ОП

Звичайно зліва два входи, які розрізняються наявністю або відсутністю кружальця, що вказує інверсію (іноді всередині трикутника замість кружальця пишуть „+” і „-” відповідно у неінвертуючого і того, що інвертує входів). Праворуч звичайно позначається вихід ОП. Іноді на схемах більше нічого немає, але насправді є ще і живлення ($+E_n$ і $-E_n$), воно звичайно позначається зверху і знизу.

Крім того, у сучасних ОП є ще і баланс нуля, звичайно два проводи знизу, і провід для підключення корекції. Ще може бути контакт для землі, хоч він рідко буває необхідний. Звичайно це все, але може бути і щось ще. На реальних схемах замість слів зазвичай пишуть номери контактів. Як ми бачимо, на цій схемі всього 8 контактів, замість $12 \times 3 = 36$ у 12 транзисторів, а у всіх елементів порядку 50...100. У цьому головна перевага мікроелектроніки, оскільки надійність (інтенсивність відмов) головним чином визначається саме кількістю контактів.

Як же зробити схему підсилювача на ОП? Очевидно, треба подати на неінвертуючий вхід сигнал, а з виходу частину сигналу подати на інвертуючий вхід. Вийде схема (рис9.2).

Оскільки ОП володіє великим Кіс, можна вважати, що глибина зворотного зв'язку велика, і коефіцієнт посилення цієї схеми рівний

$$K_{oc} = 1/B$$

Але „В” у цьому випадку дорівнює падінню напруги на R1, яка виникає через протікання струму по ланцюгу R33 – R1:

$$B = R1/(R1 + R_{oc})$$

Отже,

$$K_{uc} = (R1 + R_{oc})/R1 = 1 + \frac{R_{oc}}{R1}$$

Це дуже важлива формула, вона говорить, що Кіс не залежить від Ко (коли глибина НЗЗ велика), а залежить тільки від співвідношення величин опорів R33 і R1. Такий підсилювач називається неінвертуючим. Якщо R33=0, або вихідний сигнал подається прямо на вхід, то K33=1.

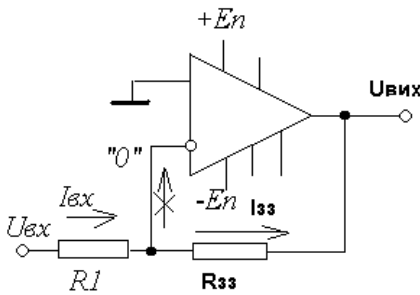
Це повторювач сигналу. Його суть складається в узгодженні вхідних і вихідних опорів. Це послідовний зв'язок по напрузі, значить, вхідний опір дуже великий, а вихідний дуже малий.

Тепер розглянемо

інвертуючий підсилювач (рис.9.3).

Нам тепер важко визначити коефіцієнт зворотного зв'язку В. Но

Рис.9.3 Схема інвертуючого ОП



можна знайти інший спосіб міркування. Як ми бачили з попередньої лекції, при НЗЗ $U_{вх}^0 = U_{вх}/F$. Навіть якщо $U_{вх}$ велика, наприклад, 10 В, $U_{вх}^0$ все одно дуже мала. Нехай $F=100$, тоді це 0,1 В, а якщо $F=1000$, то це всього 10 мВ. Ну а при нормальних вхідних сигналах, які звичайно малі, наприклад, 0,1 В, $U_{вх}^0$ взагалі мала, і дорівнює 1...0,1 мВ. Звичайно вважають, що це заземлення, хоч ніякого

заземлення немає. Кажуть, що на інвертуючому вході "псевдоземля" або, що це "віртуальна земля".

Причина цього полягає в тому, що вихідна напруга не може перевищувати напруги живлення. Якщо вихідна напруга повинна бути більшою, підсилювач не працює, так він знаходиться в насиченні. Напруга живлення звичайне 10...30 В, а коефіцієнт посилення 1000...1000000. Іншими словами вхідна напруга не повинна перевищувати напругу 30 мкВ ... 30 мВ. Ми можемо це вважати псевдоземлею.

Тепер давайте розглянемо протікання струму в точці з'єднання опорів. Зліва втікає вхідний струм $I_{вх}$, праворуч витікає струм зворотного зв'язку $I_{зз}$, і ще можливий струм, що протікає до інвертуючого входу ОП. Але останній дуже малий. Справа в тому, що вхідний опір ОП звичайно високий, а може бути навіть дуже високий, а вхідна напруга дуже мала. Тому цей струм вимірюється нано- і навіть пікоамперами, і ми можемо сміливо їм нехтувати (на мал. цей струм перекреслять).

Отже, є тільки два струми: $I_{вх}$ і $I_{зз}$. Звичайно, вони повинні бути рівні один одному:

$$I_{вх} = I_{зз}$$

Підставимо їх значення:

$$U_{вх} / R1 = (0 - U_{вих} / R_{зз})$$

Пригадавши, що $K_{зз} = U_{вих} / U_{вх}$, отримаємо

$$K_{зз} = -\frac{R_{зз}}{R1}$$

Отже, ми отримали коефіцієнт посилення з інверсією, що природно, але на одиницю менше, ніж у неінвертуючого підсилювача на ОП. Якщо $R_{зз} = R1$, то $K_{зз} = -1$, тобто у нас вийшов інвертор.

Останній результат дуже важливий. Те, що у нас є псевдоземля, значно спрощує розрахунок коефіцієнта посилення: ми беремо вхідний сигнал (напруга входу) і ділимо його на вхідний опір. Отримуємо струм, який рівний струму виходу. Якщо помножити його на опір зворотного зв'язку, то отримаємо вихідне напруга (з мінусом).

Цей підхід легко можна використати при функціональних перетвореннях. Візьмемо, наприклад, замість вхідного опору діод (рис.9.4).

Тоді вхідний струм визначається рівнянням:

$$I_{ex} = I_0 \exp\left(\frac{qU_{ex}}{kT}\right) - I_0$$

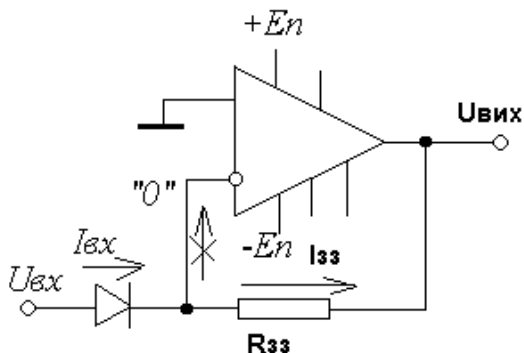


Рис. 9.4 Застосування діоду на вході ОП

Відкидаючи друге складове I_0 , оскільки це мала величина в порівнянні з першим, і множачи на R_{oc} , отримуємо:

$$U_{вих} = -R_{oc} I_0 \exp(q/kT) - R_{oc} I_0 \exp(U_{ex})$$

Перший доданок – константа, а другий з точністю до постійного множника $R_{33}I_0$ – є якраз експонента.

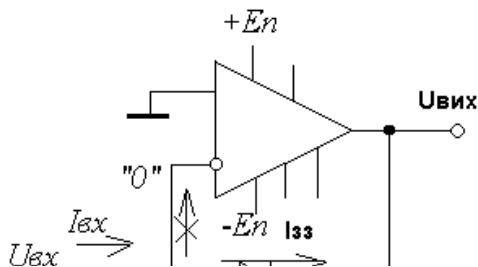


Рис. 9.5 Застосування діоду замість R_{33}

Тепер давайте подивимося, що вийде, якщо діод поставити в інше місце, туди, де стоїть опір зворотного зв'язку (рис.9.5).

Тепер вирази для струмів будуть:

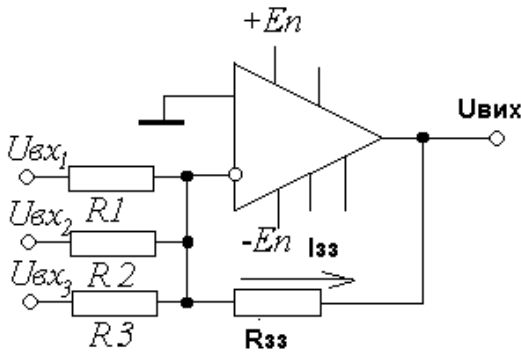
$$I_{ex} = U_{ex} / R1 = I_{oc} = I_0 \exp(-qU_{вих} / kT)$$

Вирішивши це рівняння відносно $U_{вих}$, отримаємо:

$$U_{вих} = -\frac{kT}{q} \lg\left(\frac{U_{ex}}{RI_0}\right)$$

Тобто ми отримали логарифмуючий підсилювач. Чи можна зробити підсумовування? Так, це можливе (рис.9.6).

Тут вхідні струми рівні вхідним напругам, діленим на вхідні опори. Далі ці струми підсумовуються і прирівнюються до вихідного



струму, рівного
відношенню вихідної
напруги до опору зворотного
зв'язку:

Рис.9.6 Підсумовуючий ОП

$$U_{ex1}/R1 + U_{ex2}/R2 + U_{ex3}/R3 = -U_{вих}/R_{oc}$$

Помноживши все на R_{33} , отримаємо:

$$-U_{вих} = \frac{R_{oc}}{R1} U_{ex1} + \frac{R_{oc}}{R2} U_{ex2} + \frac{R_{oc}}{R3} U_{ex3}$$

Якщо всі опори однакові, формула спрощується:

$$-U_{вих} = U_{ex1} + U_{ex2} + U_{ex3}$$

Є ще дві цікаві схеми з конденсатором замість вхідного опору або конденсатором в ланцюгу зворотного зв'язку (рис.9.7).

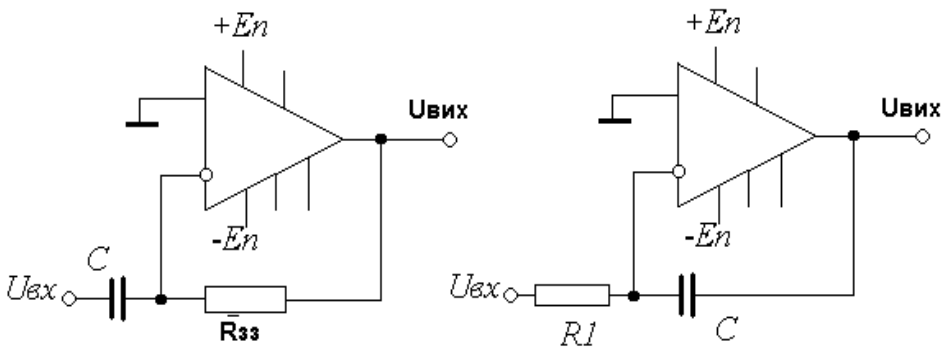


Рис. 9.7 Диференціюючий та інтегруючий ОП

Як відомо, напруга на конденсаторі визначається за формулою (для лівої схеми):

$$U_{ex} = Q/C$$

де Q – заряд конденсатора. Якщо заряд конденсатора продиференціювати, то вийде струм через конденсатор:

$$C \frac{dU_{ex}}{dt} = I$$

Прирівнюючи це струму ланцюга зворотного зв'язку, отримуємо формулу:

$$U_{вых} = -CR_{oc} \frac{dU_{ex}}{dt}$$

На рис.9.8 представлені графіки

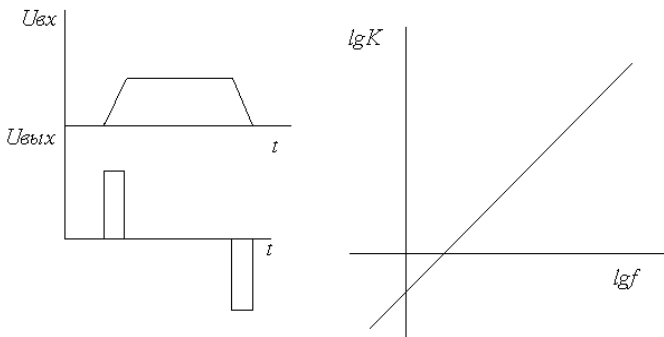


Рис. 9.8 Графічні характеристики диференціюючого ОП

На лівому – залежність від часу вхідного і вихідного сигналу. На правому – частотна залежність для диференціюючого підсилювача.

Легко

зрозуміти, що на правому рис.9.7

показаний інтегратор. Для нього графіки будуть зворотними (рис.9.9).

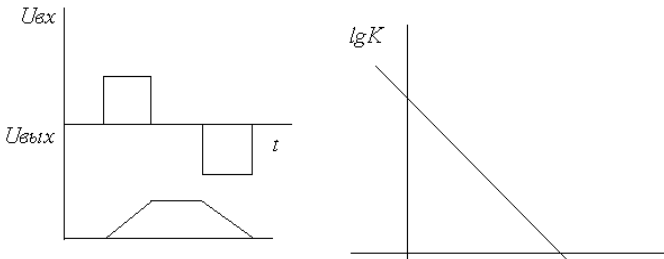


Рис. 9.9 Графічні характеристики інтегруючого ОП

$$U_{вых} = -\int \frac{1}{CR1} U_{ex} dt$$

Тут зліва показаний ефект інтегрування вхідного сигналу.

Праворуч показана частотна характеристика інтегратора. Розглянуті нами пристрої якраз і потрібні для створення аналогової обчислювальної машини (АЕОМ). Передбачимо, нам треба вирішити рівняння:

$$y = a \frac{dy}{dt} + b \int y dt$$

ми можемо змодельовати ці дії: нам потрібен один диференціюючий підсилювач, один інтегруючий підсилювач, два простих підсилювачі з точно заданими коефіцієнтами посилення для моделювання множення на постійні коефіцієнти, один суматор. Схема такой АЕОМ представлена нижче (рис.9.10).

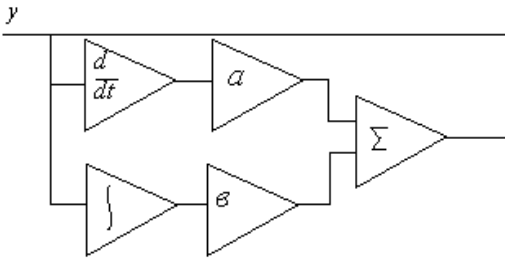


Рис. 9.10 Спрощена схема АЕОМ

операцій, до них додавалися декілька сотень пасивних елементів, і все це комутувалось таким чином, щоб зібрати схему для рішення конкретного рівняння. Точність кожного операційного підсилювача краще, ніж 0,1%. Однак загальна точність рішення диференціального рівняння не перевищує 1...5%. В цей час АЕОМ надійно пішли в минуле. А ОП залишилися!

А тепер давайте розглянемо деякі інші застосування ОП. Цифрову техніку, де ОП застосовуються широко, залишимо для другої частини електроніки. А тут розглянемо резонансні підсилювачі, активні фільтри і підсилювачі потужності.

Необхідно підключити точку "у" до осцилографа і спостерігати зміну сигналу. Такі АЕОМ набули поширення в 50...60 роки минулого віку. Перебували вони з декількох десятків підсилювачів, які якраз і

називалися "операційна", оскільки призначалися для

Розглянемо найпростіший резонансний підсилювач (рис.9.11).

Тут $C_{вх}$ і $C_{вих}$ звичайні розділові конденсатори, $R1$ і $R2$ резистори базового ланцюга, R_e і C_e елементи зворотного зв'язку по постійному струму (для термостабілізації) і $L_{конт}$ і $C_{конт}$

елементи резонансного контуру. Це звичайний каскад з СЕ, але замість колекторного опору стоїть резонансний контур, резонансна частота якого розраховується за формулою:

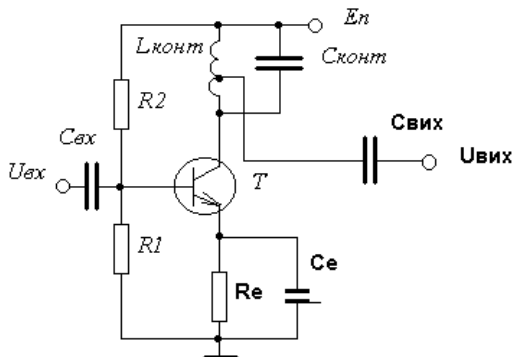


Рис. 9.11 Резонансний підсилювач

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

а опір на цій частоті дорівнює нескінченності, практично визначається втратами контуру. При відступі від резонансної частоти опір контуру різко падає, і, отже, падає коефіцієнт підсилення транзистора (рис.9.12).

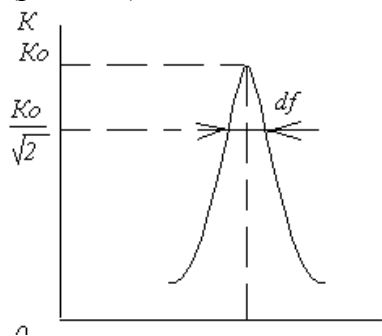


Рис. 9.12 Резонансна крива

Δf визначається формулою:

$$\Delta f = f_0 / Q_{екв}$$

де $Q_{екв}$ – добротність контуру для еквівалентної схеми.

Звичайно, коливальний контур і сам по собі може здійснювати електричні коливання з частотою f_p , але не нескінченно довго. Тільки транзистор здатний підсилювати ці коливання. При цьому коефіцієнт підсилення може бути великим (досягати 1000), шум в такому каскаді мінімальний, оскільки смуга частот дуже вузька, температурний дрейф виключений.

ОП в резонансних підсилювачах не використовуються. У мікроелектроніці роблять спеціальні підсилювачі, до яких можна підключити зовнішні L і C, або тільки L. Такі підсилювачі, а також

просто транзисторні каскади використовуються на частотах понад 10 кГц, оскільки для більш низьких частот потрібні великі конденсатори і індуктивності, і це незручно.

Тепер розглянемо фільтри. Типові частотні характеристики представлені на рис.9.13.

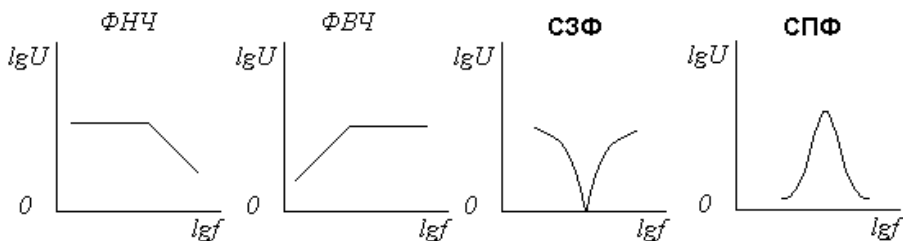


Рис. 9.13 Типові частотні характеристики фільтрів

Тут ФНЧ – фільтр нижніх частот, пропускає частоти нижче деякої; ФВЧ – фільтр верхніх частот, пропускає частоти вище деякої; СЗФ – смугово-загороджувальний фільтр, не пропускає частоти в деякій смузі; СПФ – смугово-проникний фільтр.

Нижче представлені приклади реалізації цих фільтрів (рис.9.14)

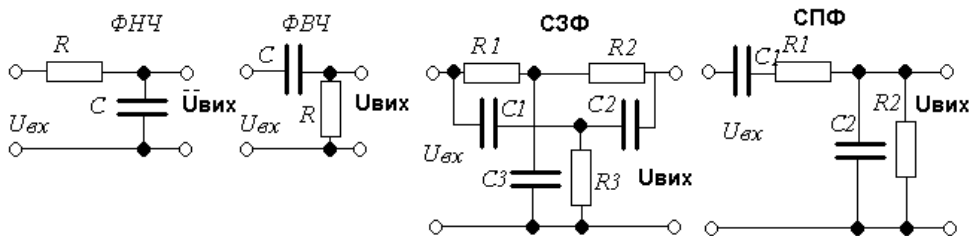


Рис. 9.14 Схемна реалізація фільтрів

Перші дві схеми – це просто RC - ланцюжки. Еквівалентний опір конденсатора із зростанням частоти падає. Тому ліва схема замикає всі частоти більші ніж $1/2\pi RC$, а друга навпаки пропускає всі частоти менше ніж $1/2\pi RC$

Ці схеми можуть бути і іншими. Саме просте ускладнення – це застосувати дві таких чарунки, три і так далі. У основному це

приводить до більш крутого спаду або зростання, і невеликої зміни граничних частот. Але збільшуються втрати через неідеальність елементів. Більше трьох чарунок звичайно не використовується.

На наступному рисунку (СЗФ) показана схема подвійного Т-подібного моста. Частіше за все використовують умову: $R1=R2=2R3$ і $C1=C2=C3/2$. При цьому на частоті квазірезонансу $f_p = 1/2\pi R1C1$ вихідне напруження дуже мала. Максимальне значення $Q=4$. Істотно підвищити добротність можна, застосувавши замість резисторів котушки індуктивностей.

Далі зображений СПФ – це міст Вина. Якщо $R1=R2$ і $C1=C2$, то резонансна частота визначається по наведеній вище формулі для попередньої схеми, а максимальна $U_{вих}=U_{вх}/3$. Міст Вина застосовується широко, але є більш хороші схеми. Зокрема, якщо резистори замінити на індуктивності, виходить більш вузькосмуговий фільтр з кращою добротністю.

Активні фільтри мають поліпшені характеристики, оскільки в них для підсилення використовується ОП. Наприклад, на наступному

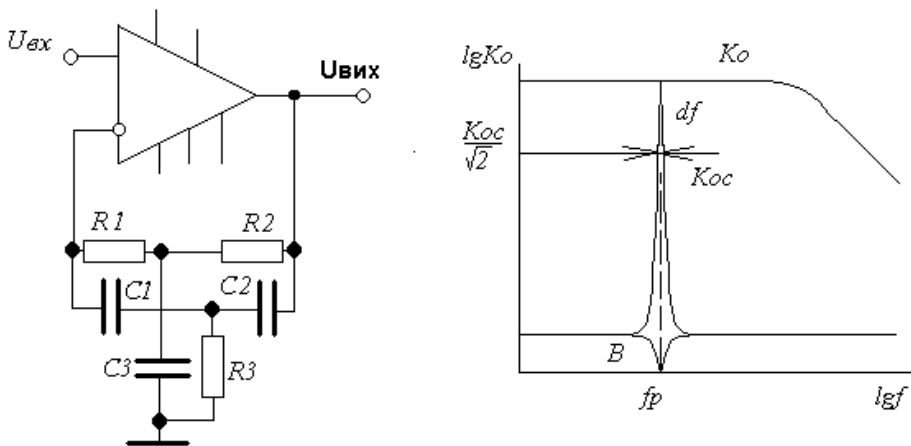


Рис. 9.14 Неінвертуючий ОП з Т-подібним мостом

рис.9.14 представлена схема з Т-подібним мостом і ОП, включеним за неінвертуючою схемою.

Контрольні запитання та вправи

1. Складіть перелік ключових слів до параграфу.

2. Поясніть призначення елементів структурної схеми ППС з перетворенням.
3. Складіть схему модулятора ППС з перетворенням та поясніть принцип її роботи.
4. З якою метою в схемі діодного модулятора використовується опорна напруга?
5. Чим відрізняються ланцюги зворотного зв'язку операційних підсилювачів, що виконують операції додавання, інтегрування і диференціювання?
6. Вкажіть найбільш вірогідне значення коефіцієнту передачі ланцюгу зворотного зв'язку в схемі ОП:
 - a) $\beta = 0,2$;
 - b) $\beta = 0,9$;
 - c) $\beta = 0,4$;
 - d) $\beta = 0,6$;
 - e) $\beta = 0,3$.

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Сисоєв В.М. Основи радіоелектроніки: Підруч. для учнів проф.-техн. закл. освіти. – К.: Техніка, 2001. – 224 с.
2. Попов Ю.П. Основи електротехніки, радіо- та мікроелектроніки. – Львів: Оріяна-Нова, 2001. – 167 с.
3. Мікроелектроніка: прилади, матеріали, технологія: Підруч. для учнів проф.-техн. закл./ За ред. А.А.Смердова. – К.: Гала, 1988. – 288 с.
4. Гершунский Б.С. Основы электроники и микроэлектроники: Учебник. – К.: Выща шк., 1989. – 423 с.
5. Колонтаевский Ю.Ф. Радиоэлектроника: Учеб. пособие для ПТУ. – М.: Высш. шк., 1989. – 205 с.
6. Ляшко М.Н. Электроника и радиотехника: Учеб. пособие для сред. ПТУ. – Мн.: Высшейшая шк., 1979. – 246 с.

ЗМІСТ

Передмова	3
§1 Історичний огляд	4
§2 Електропровідність напівпровідників	15
§3 Р-n переходи.....	24
§4 Біполярні транзистори	34
§5 Польові транзистори	46
§6 Польові транзистори МДН	51
§7 Зворотний зв'язок	56
§8 Підсилювачі постійного струму.....	65
§9 Операційні підсилювачі	76
Список використаної літератури	87