

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

К. В. Трубіцин

К. К. Побєдаш

ПРОМИСЛОВА ЕЛЕКТРОНІКА

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

Навчальний посібник

Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
як навчальний посібник для здобувачів ступеня бакалавра
спеціальності 141 *Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка*

Електронне мережне навчальне видання

Київ
КПІ ім. Ігоря Сікорського
2022

Рецензент *Кацадзе Т.Л.*, к. т. н, доц., кафедра електричних мереж і систем,
факультет електроенерготехніки та автоматики

Відповідальний редактор *Трубіцин К.В.*, ст. викл.

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського
(протокол № 5 від 26.05.2022 р.)
за поданням Вченої ради факультету електроенерготехніки та автоматики
(протокол № 9 від 17.05.2022 р.)*

Розглянуто фізичні основи роботи основних типів напівпровідникових приладів, побудову та принцип дії аналогових, імпульсних пристроїв, побудову джерел живлення електронних пристроїв. Текст лекцій відповідає програмі кредитного модуля дисципліни «Промислова електроніка».

Призначений для студентів спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» освітньої програми «Електротехнічні пристрої та електротехнологічні комплекси». Посібник може бути корисним для студентів, що навчаються за іншими освітніми програмами спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

Реєстр. № НП 21/22-459. Обсяг 6,1 авт. арк.

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
проспект Перемоги, 37, м. Київ, 03056
<https://kpi.ua>

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру видавців, виготовлювачів
і розповсюджувачів видавничої продукції ДК № 5354 від 25.05.2017 р.

© К. В. Трубіцин, К.К. Побєдаш
© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2022

ЗМІСТ

Вступ	6
Розділ 1. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ	
Лекція 1.	Тема 1.1. Фізичні основи роботи напівпровідникових приладів 8
	Запитання для самоконтролю 14
Лекція 2.	Електронно-дірковий перехід, його властивості, вольт-амперна характеристика та типи пробоїв. Ємності р-п переходу. 16
	Запитання для самоконтролю 24
Лекція 3.	Тема 1.2. Напівпровідникові діоди: випрямні, високочастотні, імпульсні, стабілітрони. Біполярні транзистори (БТ). Класифікація і принцип дії БТ. 25
	Запитання для самоконтролю 33
Лекція 4.	Тема 1.3. Схеми вмикання, основні параметри і статичні характеристики БТ. Еквівалентні схеми заміщення та частотні властивості БТ. Динамічний режим роботи БТ . . . 34
	Запитання для самоконтролю 41
Лекція 5.	Польові транзистори. Польові транзистори з р-п переходами. Польові транзистори з ізольованим затвором . 42
	Запитання для самоконтролю 49
Лекція 6.	Тема 1. 4. Тиристори і інтегральні схеми Тиристори. Класифікація, принцип дії, ВАХ і параметри тиристорів. Інтегральні мікросхеми (ІМС). Твердотільні і гібридні, аналогові і цифрові (логічні) ІМС 51
	Запитання для самоконтролю 63
Розділ 2. АНАЛОГОВІ ЕЛЕКТРОННІ ПРИСТРОЇ	
Лекція 7.	Тема 2.1. Електронні підсилювачі Загальні відомості, структурна схема і класифікація підсилювачів. Основні параметри і характеристики підсилювачів. Принцип побудови і класи підсилення 65
	Запитання для самоконтролю 76
Лекція 8.	Вибір режиму спокою транзистора в підсилювачах класу А і його термостабілізація. Каскад попереднього підсилення на БП транзисторі за схемою зі СЕ та його графоаналітичний метод аналізу 78

	Запитання для самоконтролю	87
Лекція 9.	Еквівалентні схеми заміщення підсилювачів. Визначення основних параметрів підсилювачів. Амплітудно-частотна характеристика підсилювача	89
	Запитання для самоконтролю	99
Лекція 10.	Зворотні зв'язки в підсилювачах. Емітерний повторювач. Запитання для самоконтролю	101 110
Лекція 11.	Каскади підсилення на польових транзисторах. Підсилювачі з трансформаторними зв'язками. Підсилювачі потужності	111
	Запитання для самоконтролю	124
Лекція 12.	Підсилювачі постійного струму (ППС). Поняття дрейфу ППС і заходи по його зменшенню. Диференційний підсилювач, принцип дії та основні параметри	125
	Запитання для самоконтролю	133
Лекція 13.	Операційні підсилювачі (ОП). Структурна схема і основні параметри ОП. Інвертуючий і неінвертуючий підсилювачі на ОП. Суматори, віднімачі, інтегратори і компаратори на ОП	134
	Запитання для самоконтролю	144
Лекція 14.	Тема 2.2. Генератори гармонійних коливань Класифікація генераторів. Умови самозбудження автогенераторів. LC- і RC- автогенератори на операційних підсилювачах. Стабілізація частоти генераторів. Кварцові автогенератори	145
	Запитання для самоконтролю	155
Розділ 3. ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ		
Лекція 15.	Тема 3.1. Ключові схеми на транзисторах Класифікація і параметри імпульсних сигналів. Насичений транзисторний ключ. Способи підвищення швидкодії транзисторних ключів. Насичений транзисторний ключ з форсуючим конденсатором. Ненасичені транзисторні ключі	157
	Запитання для самоконтролю	173
Лекція 16.	Ключі на польових транзисторах. Тема 3.2. Генератори і формувачі електричних імпульсів Мультивібратори і одновібратори на операційних підсилювачах. Генератори пилоподібної напруги (ГПН) Запитання для самоконтролю	175 187

Розділ 4. ДЖЕРЕЛА ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

Лекція 17.	Тема 4.1. Випрямлячі однофазного струму Випрямлячі, їх класифікація, параметри і характеристики. Однофазний випрямляч за схемою з нульовим виводом. Однофазний мостовий випрямляч. Робота випрямлячів на активне і індуктивне навантаження	189
	Тема 4.2. Згладжувальні фільтри	204
	Запитання для самоконтролю	209
Лекція 18.	Тема 4.3. Керовані випрямлячі Однофазні керовані випрямлячі. Робота випрямлячів на активне та індуктивне навантаження Тема 4.4. Стабілізатори напруги. Призначення, класифікація і параметри стабілізаторів. Параметричні і компенсаційні стабілізатори напруги	210
	Запитання для самоконтролю	226
	Список літератури	228

Вступ

Даний текст лекцій відповідає програмі кредитного модуля дисципліни «Промислова електроніка», яку автори читають студентам спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

Об'єм кожної лекції розрахований на дві академічні години.

Метою вивчення курсу «Промислова електроніка» є опанування студентами знань в області електронної схемотехніки на базі напівпровідникових приладів. Для цього студенти вивчають принципи дії основних типів напівпровідникових приладів, особливості лінійних та імпульсних пристроїв для підсилення, генерування та обробки сигналів в електронних системах керування і відображення інформації, а також систем електроживлення електронної апаратури.

Основні **завдання** при вивченні дисципліни полягають у тому, щоб студенти засвоїли принцип дії основних типів напівпровідникових приладів і принципи дії електронних пристроїв на їх основі; вміли грамотно їх експлуатувати, могли формувати завдання на розробку електронних пристроїв за напрямку фаху. Крім того, студенти повинні надбати практичних навичок дослідження електронних пристроїв на сучасній елементній базі та оформлення результатів досліджень.

В результаті вивчення дисциплін «Промислова електроніка» студенти повинні **знати:**

- принцип дії основних типів напівпровідникових приладів;
- призначення, принципи побудови та функціонування схем аналогових та імпульсних пристроїв;
- методи аналізу та синтезу електронних і мікроелектронних пристроїв;
- умовні графічні зображення електронних елементів у відповідності з державними стандартами;

вміти:

- аналізувати роботу електронних схем;
- виконувати розрахунки аналогових схем;
- користуватись довідковою літературою і креслити електронні схеми згідно з діючими державними стандартами.

При вивченні модуля студенти отримують навички:

- аналізу та синтезу електронних схем;
- проведення експериментальних досліджень електронних схем аналогових та імпульсних пристроїв, оформлення звітів та робити узагальнюючі висновки;
- користування радіовимірювальною апаратурою;
- самостійної роботи з навчальною, методичною і довідковою літературою.

Якість засвоєння матеріалу студенти можуть перевірити, відповівши на запитання, що приведені в кінці кожної лекції.

Розділ 1. Напівпровідникові прилади

Тема 1.1. Фізичні основи роботи напівпровідникових приладів

Лекція 1.

1.1.1. Фізичні основи роботи напівпровідникових приладів

Вступ. Основні напрямки розвитку електроніки. Переваги електронних методів перетворення інформації та електроенергії. Розділи дисципліни та особливості їх вивчення.

Електропровідність напівпровідників. Домішкові напівпровідники.

Вступ

Електроніка – це розділ науки і техніки, яка вивчає:

1. Фізичні явища в приладах, принцип дії яких основана на зміні концентрації та переміщені заряджених часток у вакуумі, газі і твердих кристалічних тілах;
2. Електричні властивості, характеристики і параметри названих видів приладів, а також режими роботи електричних кіл, які включають такі прилади;
3. Властивості комплексних електронних систем.

Перший напрямок називається **фізичною електронікою**, а другий і третій – **технічною**.

Технічна електроніка поділяється на:

- **Радіоелектроніку**, яка обслуговує усі види зв'язку (радіомовлення, телебачення, радіолокацію, радіоуправління та ін.).
- **Промислову електроніку**, яка обслуговує різні види техніки електронними пристроями вимірювання, контролю, керування, регулювання та захисту, а також електронні системи перетворення струму.
- **Ядерну електроніку**, яка пов'язана з процесами отримання, вивчення та використання елементарних часток.

▪ **Біологічну електроніку**, яка обслуговує електронними пристроями біологічні дослідження, в тому числі медичні (медична електроніка).

▪ **Оптоелектроніку** – новий напрямок в науці і техніці, який поєднує в собі можливості оптики і електроніки.

▪ **Комп'ютерну електроніку** і т. п.

У наш час прогрес майже в усіх галузях науки і техніки зумовлений досягненнями електроніки (особливо мікроелектроніки) і її використанням у цих галузях. Тому знання основ електроніки необхідні інженерам будь-якого фаху і особливо з фахів оптоелектроніки та електромеханіки.

Широке використання електроніки в різних галузях науки і техніки зумовлене такими властивостями електронних пристроїв:

1. **Висока чутливість** – поріг вхідних величин, при якому електронний пристрій починає працювати: 10^{-17} А, 10^{-13} В, 10^{-24} Вт.

2. **Велика швидкість** електронних пристроїв (доли мкс).

3. **Універсальність**. Її сутність полягає в тому, що в електричну енергію, на зміну якої основана дія всіх видів електронних приладів, відносно легко перетворюються інші види енергії: механічна, теплова, акустична, атомна та ін.

4. **Можливість мініатюризації** електронних пристроїв.

1. Фізичні основи напівпровідникової електроніки

Усі речовини в залежності від їх питомого опору поділяються на провідники ($\rho < 10^{-4}$ Ом·м), напівпровідники ($\rho = 10^{-4} \div 10^{10}$ Ом·м) і діелектрики ($\rho > 10^{10}$ Ом·м).

Відомо, що всі речовини утворені атомами, які складаються із додатно заряджених ядер і від'ємно заряджених електронів, які обертаються навколо них. Ядра складаються з електрично нейтральних нейтронів і додатно заряджених протонів. Кількість протонів в ядрі визначає його заряд. Число електронів, що обертаються навколо ядра у нормальному стані, рівне числу

протонів в ядрі. Вони утворюють електронну оболонку атома, в результаті чого атом є електронейтральним.

Електрони згруповані у відповідні шари і мають певну енергію. Найбільш віддалені від ядра електрони називають валентними. Під дією енергії тепла, світла, радіації чи інших зовнішніх чинників валентні електрони можуть набути додаткову енергію і переходити на більш віддалену від ядра орбіту, тобто стати збудженими. У разі одержання електроном енергії, що перевищує роботу виходу, він стає вільним. В кристалах виникає взаємодія між сусідніми атомами, що приводить до розщеплення енергетичних рівнів електронів і утворення енергетичних зон. Сукупність енергетичних рівнів найбільш віддалених валентних електронів утворюють валентну зону (ВЗ). Дозволені, але не зайняті електронами енергетичні рівні, називаються зоною провідності (ЗП) або вільною зоною (ВЗ). Між валентною зоною і зоною провідності може знаходитись заборонена зона. Якщо в зону провідності потрапляють збуджені електрони валентної зони, то це буде забезпечувати провідність речовини. Зонна структура речовин пояснює різницю між провідниками, напівпровідниками і діелектриками. На рис. 1.1 показані енергетичні зони для цих речовин. Характерною особливістю провідників є те, що у них валентна зона і зона провідності перекриваються (рис. 1.1, а). Валентні електрони легко переходять у зону провідності, що і забезпечує їх хорошу провідність уже при температурі абсолютного нуля (-273^0 C).

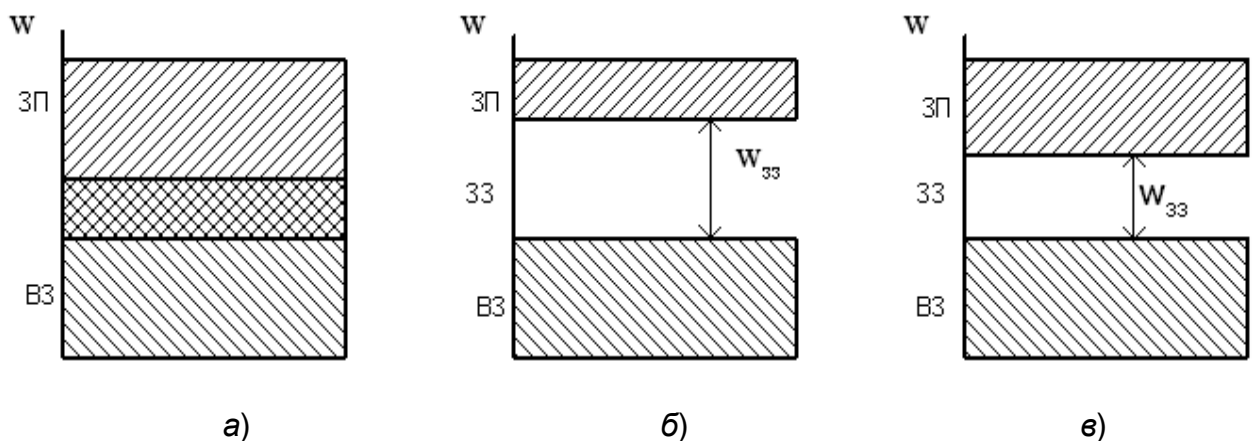


Рис. 1.1

Діелектрики і напівпровідники відрізняються від провідників наявністю у них між ВЗ і ЗП ще забороненої зони (ЗЗ), у якій не можуть знаходитись електрони. З точки зору зонної теорії діелектрики і напівпровідники відрізняються поміж собою шириною ЗЗ ($W_{ЗЗ}$). До діелектриків (рис. 1.1, б) відносять матеріали, у яких $W_{ЗЗ} > 6$ еВ (електрон-вольт). Напівпровідникові матеріали, що знаходять технічне використання, мають $W_{ЗЗ} = (0,1 \div 3)$ еВ (рис. 1.1, в). Силіцій має $W_{ЗЗ(Si)}=1,12$ еВ, германій – $W_{ЗЗ(Ge)}=0,72$ еВ, арсенід галію – $W_{ЗЗ(AsGa)}=1,41$ еВ.

При температурі абсолютного нуля енергія валентних електронів менша ширини ЗЗ і тому в зоні провідності відсутні електрони, а отже при

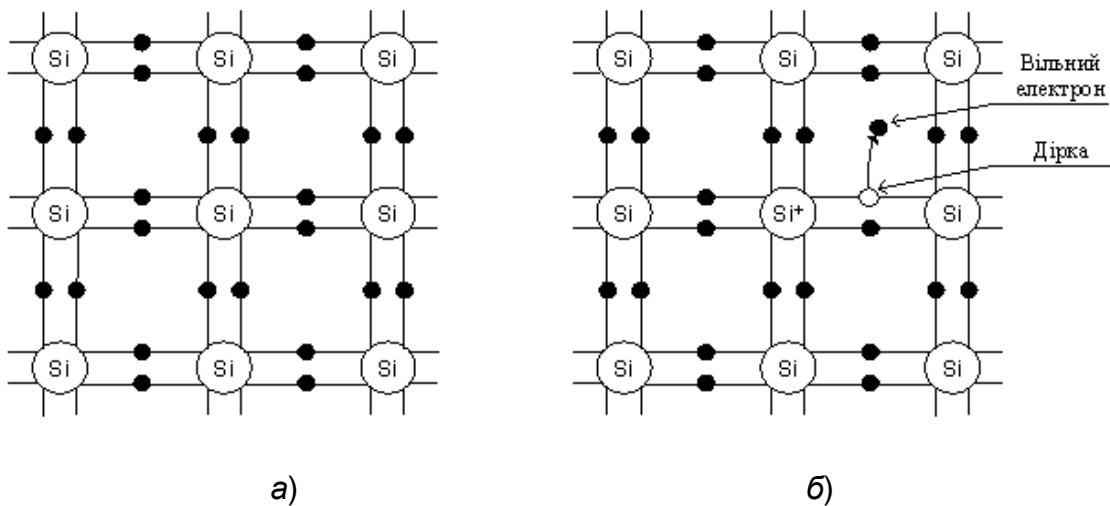


Рис. 1.2

таких умовах напівпровідники не проводять струм. З підвищенням температури провідність напівпровідників зростає через підвищення енергії валентних електронів до величини більшої $W_{ЗЗ}$. Для виготовлення напівпровідникових приладів використовуються як прості (германій *Ge*, силіцій *Si*, селен *Se*), так і складні (арсенід галію *AsGa*, фосфід галію *GaP*) матеріали. Розглянемо структуру напівпровідників на прикладі силіцію, що є елементом IV групи таблиці Менделєєва. Кристалічні комірки силіцію представляють правильний тетраедр, у вузлах якого розміщені атоми на відстані $\approx 2,4 \cdot 10^{-10}$ см один від іншого. Зв'язок між атомами здійснюється за допомогою ковалентних (подвійних) зв'язків 4-х валентних електронів (рис. 1.2, а). При температурі абсолютного нуля і відсутності опромінення у

напівпровідників відсутні вільні електрони. Внаслідок дії температури та інших чинників деякі валентні електрони розривають ковалентні зв'язки і стають вільними, а атоми, що втратили електрони, перетворюються в позитивно заряджені іони. Ці позитивні заряди умовно приписуються розірванім ковалентним зв'язкам, які називаються дірками і зображуються кружками (рис. 1.2, б).

Якщо помістити напівпровідник в електричне поле, то виникне направлений рух електронів і дірок – електричний струм. Провідність чистих напівпровідників називається власною. Вона забезпечується в однаковій мірі дірками та електронами.

Домішкові напівпровідники. Процес внесення домішок до вихідного напівпровідника називають легуванням. В якості домішок використовують елементи III групи (*In*–індій, *Ga*–галій, *Al*–алюміній, *B*–бор) або V групи (*Sb* – стібій (сурма), *As*–арсен, *P*–фосфор) таблиці Менделєєва. Елементи III групи називають акцепторними, а V групи – донорними домішками.

Якщо деякі атоми силіцію замістити акцепторною домішкою (наприклад, 3-х валентним індієм), то з одним із атомів кремнію атом індію буде зв'язаний тільки за рахунок атому силіцію, через те що *In* має тільки три валентних електронів, а сусідів у кристалі в нього чотири (рис. 1.3, а). У цьому випадку енергетичні рівні валентних електронів індію будуть знаходитись у забороненій зоні силіцію поблизу його валентної зони (рис. 1.3, б).

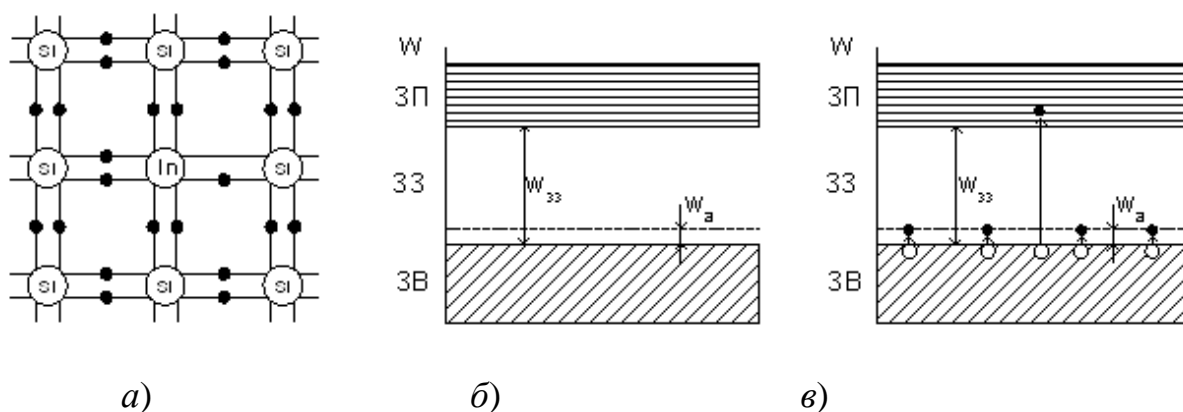


Рис. 1.3

Енергетичні рівні індію не будуть перетворюватись в енергетичну зону через значну віддаленість їх поміж собою (один атом індію припадає на $10^6 \div 10^7$ атомів кремнію). Між енергетичним рівнем індію і валентною зоною кремнію має місце заборонена зона $W_a \approx 0,01$ еВ. Енергетичні рівні індію при температурі абсолютного нуля будуть вільні від електронів. У разі

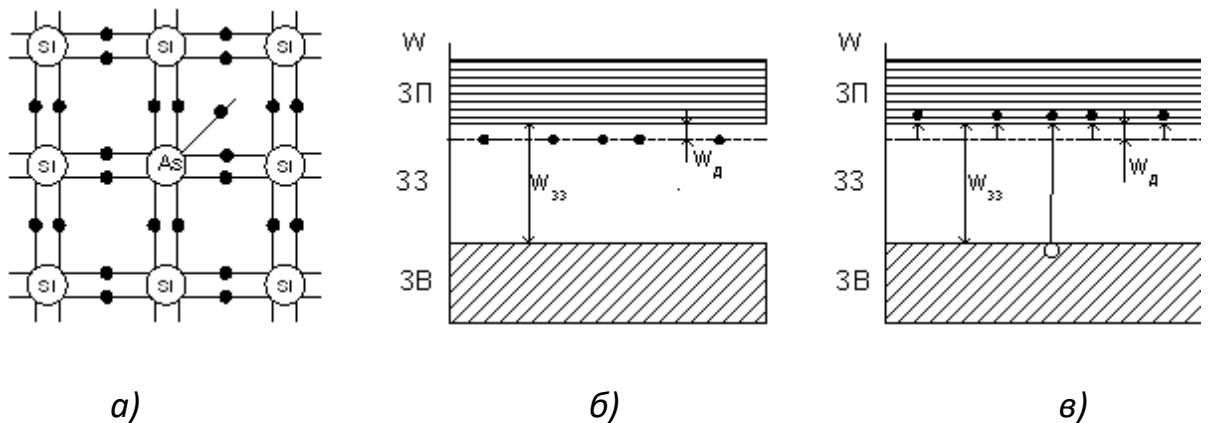


Рис. 1.4

підвищення температури енергія валентних електронів кремнію зростає. При її величині більшої ніж W_a збуджені валентні електрони кремнію переходять на валентні рівні індію (рис. 1.3, в) і атоми кремнію перетворюються в позитивно заряджені іони, тобто у валентній зоні кремнію з'являться дірки. При більш високих температурах розриваються ковалентні зв'язки силіцію, що спричиняє появу додатково однакової кількості дірок в його валентній зоні і електронів у зоні провідності.

Таким чином, у напівпровідника з акцепторною домішкою (рис. 1.3, в) кількість дірок (p_p) буде більшою ніж електронів (n_p), що забезпечує в основному його діркову провідність. Дірки при цьому **називаються основними носіями а електрони – неосновними**. Напівпровідник з дірковою провідністю називають напівпровідником **p**-типу.

Якщо до силіцію ввести атоми п'ятивалентного елемента (наприклад, As – арсену, то чотири його валентних електронів будуть взаємодіяти з сусідніми атомами силіцію, а п'ятий – буде обертатися тільки навколо атома арсену (рис. 1.4, а). Валентні електрони п'ятивалентної домішки утворюють у верхній частині забороненої зони кремнію енергетичний рівень, який утворює із зоною

провідності силіцію заборонену зону $W_d \approx 0,01$ eВ (рис. 1.4, б). Через те, що одинарні зв'язки значно слабкіші ніж ковалентні, то уже при невеликих температурах ці зв'язки розриваються і електрони донорної домішки (арсена) стають вільними, тобто переходять у зону провідності силіцію (рис. 1.4, в). При більш високих температурах валентні електрони силіцію, в разі збільшення їх енергії на величину $>W_{зз}$, переходять у зону провідності, тобто у валентній зоні кремнію додатково з'являються дірки, а у зоні провідності – така ж кількість електронів (рис. 1.4, в). Таким чином, у напівпровідників з донорними домішками кількість вільних електронів (n_n) буде значно більшою ніж дірок (p_n) ($n_n \gg p_n$), що зумовлює в основному їх електронну провідність. Електрони через це називаються **основними** носіями зарядів, а дірки – **неосновними**. Домішкові напівпровідники з переважно електронною провідністю називаються **напівпровідниками n-типу**.

Запитання для самоконтролю

1. Поясніть, що вивчає наука електроніка.
2. Наведіть властивості електронних пристроїв, що зумовлюють їх широке використання в різних галузях науки і техніки.
3. Назвіть енергетичні зони в твердому тілі і дайте їм характеристику.
4. Чим відрізняються енергетичні зони у провідниках, діелектриках і напівпровідниках?
5. Поясніть, чому напівпровідники при температурі абсолютного нуля не проводять струм.
6. Назвіть напівпровідникові матеріали. До яких груп таблиці Менделєєва належать ці хімічні елементи?
7. Поясніть явище власної провідності напівпровідників.
8. Які носії заряду існують у напівпровідниках?
9. Охарактеризуйте явище домішкової провідності напівпровідників.

10. Поясніть, як утворюються напівпровідники n -типу і p -типу.
11. Поясніть властивості напівпровідників n -типу і p -типу. Які носії електричних зарядів у них є основними, а які – неосновними?
12. Що таке напівпровідники? Чим вони відрізняються від провідників і діелектриків?
13. Поясніть явища генерації і рекомбінації зарядів у напівпровідниках.
14. Чим визначається провідність домішкових напівпровідників p - і n -типу?
15. Поясніть, чому силіцій має більшу перевагу ніж германій.

Лекція 2.

Електронно-дірковий перехід, його властивості, вольт-амперна характеристика та типи пробоїв. Ємності p - n переходу

2.1. Явище p - n переходу та

його властивості. Якщо два напівпровідники з різними типами провідності привести до контакту, то на границі їх поділу буде мати місце різниця (градієнт) концентрації вільних носіїв зарядів одного знаку (рис. 2.1, а), тобто $p_p \gg p_n$ і $n_n \gg n_p$. За рахунок дифузії електрони з n області, де їх концентрація вища, будуть переміщуватись в область p , де їх концентрація нижча, рекомбінуючи там з дірками. Дірки p області, навпаки, будуть

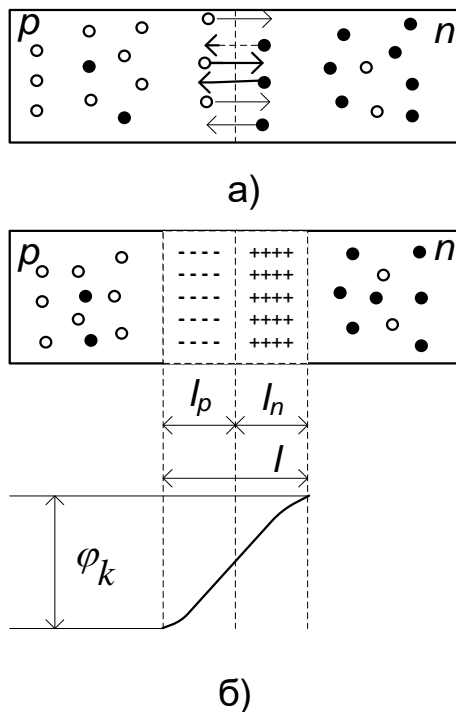


Рис. 2.1

переходити в область n , рекомбінуючи там з електронами. У результаті таких переміщень на межі поділу напівпровідників в n області залишаються позитивно заряджені іони (атоми п'ятивалентних домішок, що втратили електрон), а в області p – негативно заряджені іони акцепторних домішок, які придбали електрони. Треба мати на увазі, що іони є нерухомі. Таким чином, дифузія основних носіїв заряду приводить до створення приграничного шару l (електронно-діркового або p - n переходу), одна сторона якого заряджена негативно (p - область), а інша – позитивно (n - область). Різниця потенціалів, створена цими зарядами називається контактною різницею потенціалів або потенціальним бар'єром φ_k (рис. 2.1, б). Цей бар'єр спричиняє гальмівну дію

для основних і пришвидшуючу – для неосновних носіїв зарядів. Внутрішнє поле переходу забезпечує рівність потоків носіїв (одного знаку) зарядів в обох напрямках, тобто рівність нулю сумарного струму через p - n перехід у разі відсутності зовнішнього електричного поля. Електрони, що приходять до p - n переходу з боку n області, відштовхуються від'ємними іонами, а дірки p області – позитивними іонами.

Таким чином, p - n перехід це область на межі поділу двох напівпровідників з різними типами провідності, яка має відповідної ширини область збіднену рухомими носіями зарядів, володіє потенціальним бар'єром і значним внутрішнім опором.

Лінія розділу напівпровідників називається металургійною межею.

Якщо концентрація домішок в p і n областях різна, то **p - n перехід буде більш глибоко проникати в ту область, концентрація домішок в якій менше**, тобто $l_n \neq l_p$. Величина потенціального бар'єру φ_K залежить від співвідношення концентрації носіїв зарядів одного знаку з обох сторін переходу і визначається співвідношенням

$$\varphi_K = \varphi_T \ln(p_p/p_n) = \varphi_T \ln(n_n/n_p),$$

де $\varphi_T = kT / q$ – тепловий потенціал,

k – стала Больцмана ($1,380662 \cdot 10^{-23}$ Дж/К),

T – температура в градусах Кельвіна,

q – заряд електрона ($1,6021892 \cdot 10^{-19}$ Кл).

У випадку, коли $T = 293^0$ К (кімнатна температура), $\varphi_T = 0,026$ еВ.

Потенціальний бар'єр φ_K силіцієвих напівпровідників має величину $\varphi_{K(Si)} = 0,7 \div 0,8$ еВ, для германієвих – $\varphi_{K(Ge)} = 0,3 \div 0,4$ еВ, а їх ширина – доли мкм.

2.2. Вольт-амперна характеристика $p-n$ переходу

Розглянемо вплив на $p-n$ перехід зовнішньої напруги. Якщо до $p-n$ переходу підвести зовнішню напругу, полярність якої направлена назустріч

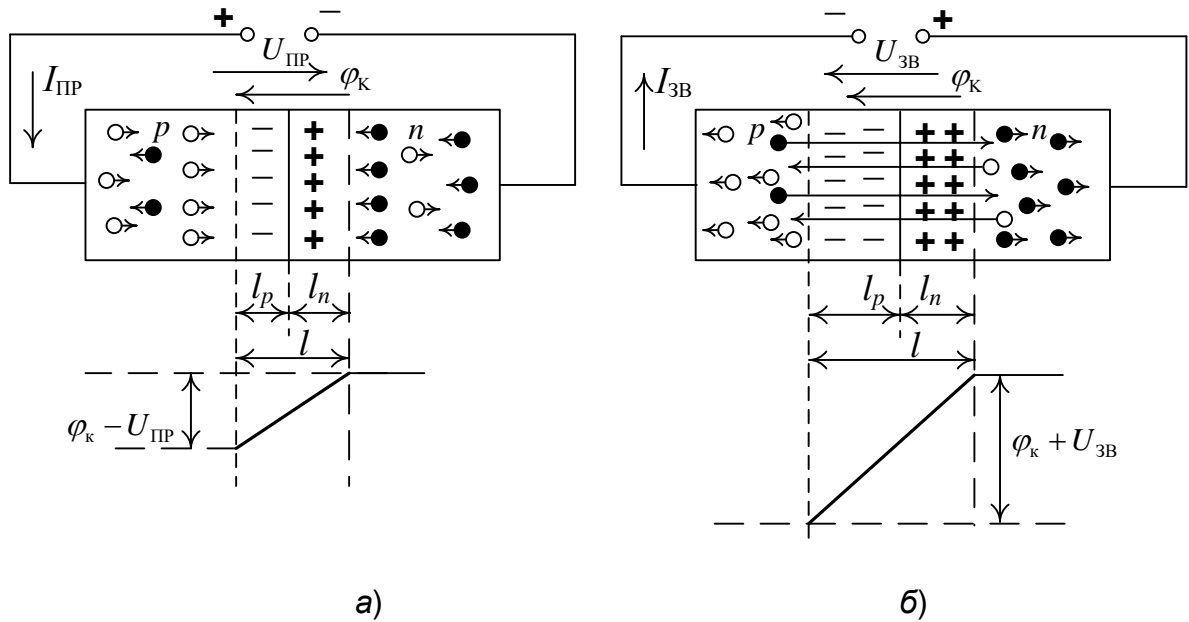


Рис. 2.2

контактній різниці потенціалів переходу (рис. 2.2, а), то дірки p області, відштовхуючись від додатного потенціалу зовнішнього джерела, наближаються до $p-n$ переходу. Це приводить до часткової їх рекомбінації з негативними іонами акцепторної домішки і звуження $p-n$ переходу з боку p області. Аналогічно, електрони n області, зміщуючись під впливом негативного полюсу зовнішньої напруги до $p-n$ переходу, рекомбінують з додатними іонами донорної домішки, звужуючи $p-n$ перехід з боку n області. В результаті потенціальний бар'єр $p-n$ переходу зменшується, що приводить до збільшення дифузійних переміщень через нього основних носіїв зарядів. У даному випадку через $p-n$ перехід та у зовнішньому колі протікає (електричний струм, який називається прямим струмом $I_{пр}$ $p-n$ переходу, а зовнішня напруга з розглянутою полярністю – прямою напругою $U_{пр}$. Величина потенціального бар'єру зменшиться на величину прямої напруги $\varphi_{p-n} = \varphi_k - U_{пр}$.

Розглянутий процес називають *інжекцією* носіїв (зарядів).

Інжекція – це перенесення основних носіїв заряду крізь *p-n* перехід у разі зниження його потенціального бар'єру.

Область напівпровідника, що інжектуює дірки, називається *емітером*, а область, в яку вони інжектуються – *базою*.

Якщо змінити полярність зовнішнього джерела напруги на протилежну (у даному разі напругу будемо називати зворотною $U_{зв}$), то основні носії зарядів (дірки *p* області і електрони *n* області) будуть притягуватись до відповідних полюсів зовнішнього джерела напруги (рис. 2.2, б). Це приведе до розширення *p-n* переходу і збільшення його потенціального бар'єру на величину зовнішньої напруги $\varphi_{p-n} = \varphi_k + U_{зв}$. Неосновні носії зарядів (електрони *p* області і дірки *n* області) будуть відштовхуватись від полюсів зовнішнього джерела напруги і зміщуватися до *p-n* переходу. Поле *p-n* переходу учиняє на неосновні носії зарядів притягальну дію, а тому вони цим полем (дрейфовим способом) будуть переміщуватись через перехід і зумовлювати через *p-n* перехід і в зовнішньому колі струм, який називається зворотним струмом ($I_{зв}$) *p-n* переходу.

Явище переміщення носіїв заряду через перехід під дією напруги (електричного поля) називається *екстракцією*.

Таким чином, зворотний струм є струмом неосновних носіїв, які, як відомо, в основному виникають під дією температури. Тому зворотний струм ще називають тепловим. Струм через *p-n* перехід визначається залежністю

$$I_{p-n} = I_0 \left(e^{\frac{\pm U_{зоб}}{\varphi_T}} - 1 \right), \text{ де}$$

- I_0 – зворотній струм насичення,
- “+” – відповідає прямій зовнішній напрузі,
- “-” – відповідає зворотній зовнішній напрузі,

- φ_T – тепловий потенціал.

Зв'язок між струмом і напругою p - n переходу $I=f(U)$ називається вольт-амперною характеристикою (ВАХ)

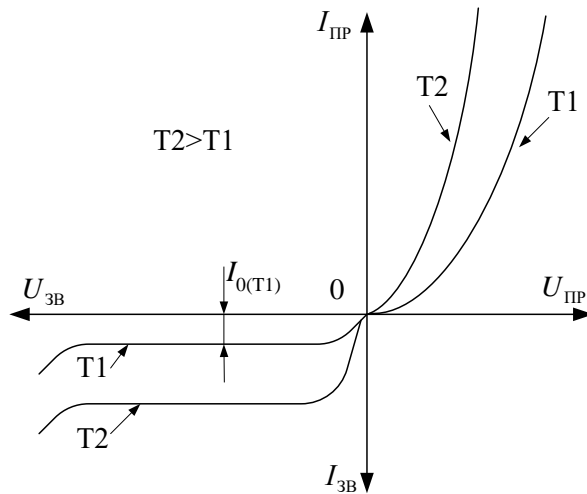


Рис. 2.3

На рис. 2.3 приведена вольт-амперна характеристика (ВАХ) p - n переходу, побудована згідно вище поданого виразу.

Як відомо, прямий струм p - n переходу утворюється основними зарядами, а зворотний – неосновними. Через те, що

концентрація основних носіїв заряду на декілька порядків перевищує концентрацію неосновних носіїв, прямий струм на декілька порядків більший ніж зворотній. Цим зумовлюються *вентильні властивості (одностороння провідність) p - n переходу.*

Зворотний струм залежить від температури і може бути визначений залежністю

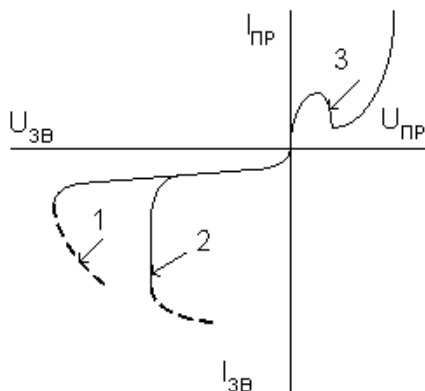


Рис. 2.4

$$I_{ЗВ(T2)} = I_{ЗВ(T1)} 2^{(T2-T1)/10}, \text{ де}$$

$I_{ЗВ(T2)}$ – струм при температурі $T2$,

$I_{ЗВ(T1)}$ – струм при температурі $T1$.

З наведеного виразу слідує, що зворотний струм подвоюється при збільшенні температури на кожні 10^0 С.

Пробій p - n переходу. Під пробоем p - n переходу розуміють явище різкого збільшення через нього струму. В залежності від причин, які спричиняють зростання струму через p - n перехід розрізняють тепловий, електричний і поверхневий пробої. Електричний пробій буває лавинним і тунельним.

Тепловий пробій зумовлюється збільшенням числа носіїв заряду в p - n переході за рахунок їх термогенерації, якщо відведення від переходу в навколишній простір в одиницю часу тепла буде меншим ніж його збільшення під дією струму (рис. 2.4, гілка 1). Це приводить до надмірного розігріву p - n переходу та його розплавлення. Такий пробій є незворотним.

Лавинний пробій зумовлений лавинним розмноженням носіїв заряду в разі ударної іонізації атомів швидкими носіями. Сутність його полягає в тому, що неосновні носії зарядів під дією зворотної напруги прискорюються полем p - n переходу і при русі в ньому зіштовхуються з атомами кристалічних ґраток напівпровідника. При відповідній напруженості електричного поля ці носії заряду набувають енергію достатню для вибивання валентних електронів з атомів силіцію або германію, тобто появи додаткових пар носіїв заряду – електронів і дірок. Останні, в свою чергу, прискорюються і в разі зіткнення з атомами також утворюють додаткові носії заряду. Цей процес може відбуватись у відносно широких p - n переходах і носить лавинний характер. Збільшення струму переходу (збільшення рухомих носіїв заряду в p - n переході) приводить до зменшення його опору, внаслідок чого напруга на p - n переході залишається практично незмінною (гілка 2 на рис. 2.4). Цей процес буде зворотнім, якщо зростання струму не спричинить накопиченню тепла в p - n переході. В разі порушення рівноваги між накопиченням тепла в p - n переході і його віддачею в навколишній простір настає тепловий пробій (пунктирна частина гілки 2).

В основі **тунельного пробою** лежить явище безпосереднього відриву валентних електронів від атомів кристалічних ґраток під впливом сильного електричного поля. Утворені таким чином додаткові дірки і електрони

збільшують струм через p - n перехід. Тунельний пробій відбувається у вузьких p - n переходах, в яких при порівняно невеликих напругах має місце висока напруженість електричного поля (рис. 2.4, гілка 3). В силіцієвих напівпровідниках тунельний пробій настає при напруженостях $U_K \geq 4 \cdot 10^5$ В/см, а у германієвих – при $U_K \geq 2 \cdot 10^5$ В/см. Тунельний пробій є зворотним.

Поверхневий пробій виникає там, де перехід виходить на поверхню напівпровідникового кристала і за наявності поверхневого поля, що збільшує напруженість у поверхневих шарах переходу. Розподіл напруженості електричного поля в p - n -переході може суттєво змінити заряди, що є на поверхні напівпровідника. Поверхневий заряд приводить до збільшення чи зменшення товщини p - n -переходу. Через це на поверхні переходу може наступити пробій при напруженості поля значно меншої тій, яка потрібна для виникнення пробою в об'ємі. Значну роль при виникненні поверхневого пробою відіграють діелектричні властивості середовища, що межує з поверхнею напівпровідника (захисне покриття, забрудненість та ін.). Для зменшення вірогідності поверхневого пробою необхідно використовувати захисне покриття з високою діелектричною сталою.

Ємності p - n переходу. Зазвичай виділяють дві ємності: дифузійну і бар'єрну. Дифузійна ємність – це ємність прямо зміщеного p - n переходу

$$C_D = dQ_3 / dU_{пр} = I_{пр} \cdot \tau / \varphi_T,$$

де τ – час життя неосновних носіїв заряду.

Враховуючи, що

$$I_{пр} = I_0 \left(e^{\frac{U_{пр}}{\varphi_T}} - 1 \right) \gg I_0 e^{\frac{U_{пр}}{\varphi_T}},$$

величина дифузійної ємності дорівнює $C_D = I_0 e^{\frac{U_{пр}}{\varphi_T}} \cdot \tau / \varphi_T$.

Таким чином, дифузійна ємність залежить від прямого струму, часу життя неосновних носіїв, прямої напруги і температури.

Зворотно зміщений $p-n$ перехід характеризується бар'єрною ємністю

$$C_B = dQ / dU_{зв} = (\xi_0 \cdot \xi_{нп} \cdot S_i / l) \sqrt{\varphi_K / U_{зв}},$$

де ξ_0 і $\xi_{нп}$ – відповідно діелектрична проникність вакууму і напівпровідника,

S_i – площа $p-n$ переходу,

l – ширина $p-n$ переходу,

φ_K – висота потенціального бар'єру,

$U_{зв}$ – величина зворотної напруги.

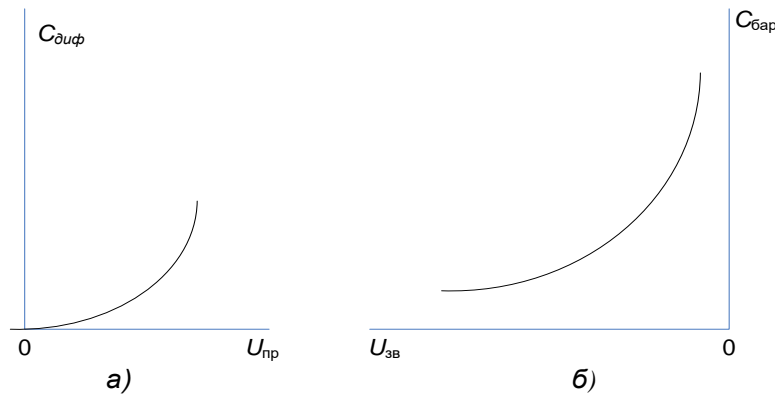


Рис. 2.5. Вольт-фарадні характеристики: дифузійної (а) і бар'єрної (б) ємностей

З наведеної формули виходить, що бар'єрна ємність з ростом напруги зменшується. Залежність ємності $p-n$ переходу від прикладеної

напруги називається *вольт-фарадною характеристикою (ВФХ)*. На рис.2.5 зображені ВФХ при прямій і зворотній напругах.

Запитання для самоконтролю

1. Що називають електронно-дірковим ($p-n$) переходом? Поясніть структуру й основні властивості цього переходу.
2. Що таке пряме та зворотне включення електронно-діркового переходу?
3. Як змінюється потенціальний бар'єр і ширина електронно-діркового переходу залежно від прямого та зворотного включення?
4. Поясніть, що являє собою електричний та тепловий пробіи $p-n$ -переходу.
5. В яких $p-n$ - переходах може виникати тунельний пробій?
6. Нарисуйте і поясніть вольт-амперну характеристику $p-n$ - переходу.
7. Поясніть залежність прямої і зворотної гілок вольт-амперної характеристики $p-n$ -переходу від температури.
8. Поясніть сутність лавинного пробію. В яких $p-n$ - переходах він може виникати?
9. Поясніть сутність дифузійної і бар'єрної ємностей $p-n$ - переходу.

Тема 1. 2. Напівпровідникові прилади

Лекція 3.

Напівпровідникові діоди: випрямні, високочастотні, імпульсні, стабілітрони. Біполярні транзистори (БТ). Класифікація і принцип дії БТ

3.1. Напівпровідникові діоди

Напівпровідниковим діодом називають напівпровідниковий прилад з одним $p-n$ переходом і двома виводами.

За функціональним призначенням, принципом створення $p-n$ переходу і використанню тих чи інших його властивостей діоди діляться на випрямні,



Рис. 3.1

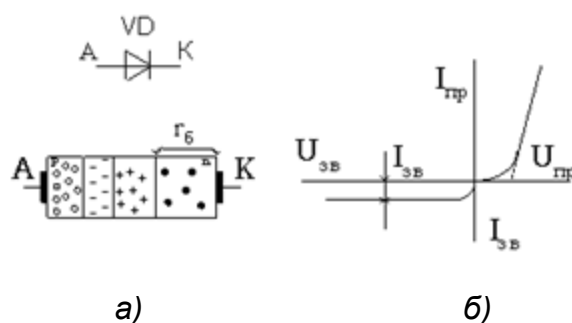


Рис. 3.2

імпульсні, високочастотні, стабілітрони, тунельні, варикапи, діоди Шоттки, світлодіоди фотодіоди, та інші. Умовні позначення діодів на схемах приведені на

рис. 3.1. Більшість діодів виконують на основі несиметричних $p-n$ переходів. Вивід від p області називають анодом, а від n області – катодом. Розглянемо особливості побудови, характеристики і параметри найбільш вживаних діодів.

3.1.1. Випрямні діоди. Випрямні діоди призначені для випрямлення змінного струму низької частоти. Електронно-дірковий перехід має площинну конструкцію, щоб пропускати великі струми і виконується на високоомному матеріалі (для витримання великих зворотних напруг). Вони виконуються на основі несиметричних $p-n$ переходів.

Область з малою концентрацією домішок називається базою і має опір $r_b = 1 \div 30$ Ом, а область з великою концентрацією домішок – емітером. Струм через діод визначається виразом

$$I = I_0 \left(e^{\frac{\pm U_{зоб} - I_{пр} \cdot r_b}{\varphi_T}} - 1 \right).$$

Збільшення прямої напруги знижує висоту потенціального бар'єру і він перестає впливати на величину прямого струму. Прямий струм через діод буде визначатися лише величиною r_b і лінійно залежати від прямої напруги $U_{пр}$, рис. 3.2, б. Цей відрізок ВАХ називається омичним і є робочим.

Основними параметрами випрямних діодів є:

- $I_{пр\ ср}$ – максимальне значення прямого струму через діод;
- $I_{зв}$ – зворотній струм через діод при максимальній температурі;
- $U_{пр}$ – середнє значення спаду напруги на діоді при $I_{пр\ ср}$;
- $U_{зв\ max}$ – максимально допустима зворотна напруга;
- $C_{бар}$ – величина бар'єрної ємності при заданій напрузі і частоті;
- f_{max} – максимальна робоча частота;
- ΔT – інтервал робочих температур.

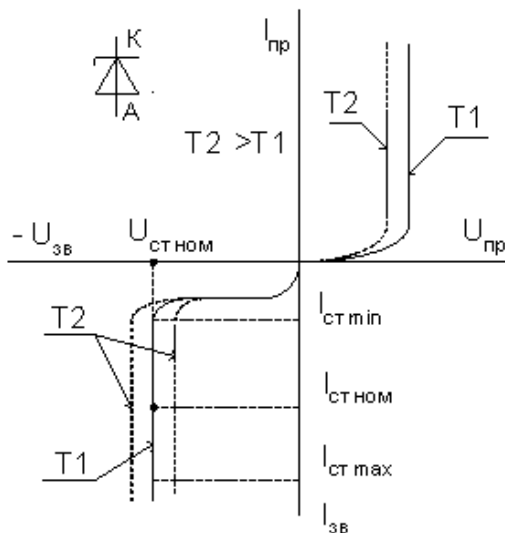


Рис. 3.3

3.1.2. Стабілітрони

Стабілітрон це напівпровідниковий діод, робота якого базується на використанні явища електричного пробію $p-n$ переходу. У низьковольтних стабілітронів (з малим опором бази) найбільш можливий тунельний пробій, а у стабілітронів з високоомною базою пробій має лавинний характер. На рис. 3.3 наведене умовне зображення стабілітрона та його вольт-амперна

характеристика. На рис. 3.3 наведене умовне зображення стабілітрона та його вольт-амперна характеристика.

характеристика. Робочим участком є зворотна гілка вольт-амперної характеристики.

Основні параметри стабілітронів:

$U_{стном}$ – номінальна напруга стабілізації,

$I_{стмін}$ – мінімальний струм стабілітрона,

$I_{стном}$ – номінальний струм стабілітрона,

$I_{стмакс}$ – максимальний струм стабілітрона,

$r_d = dU_{ст} / dI_{ст}$ – динамічний опір на ділянці стабілізації,

$\alpha_{ст} = \pm (\Delta U_{ст} / U_{ст ном} \cdot \Delta T) \cdot 100$ [%] – температурний коефіцієнт напруги

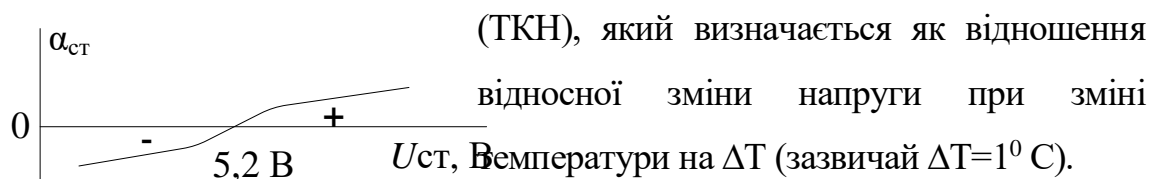


Рис. 3.4

Знак ТКН стабілітронів залежить від величини напруги (рис. 3.4). Пряма

гілка ВАХ має завжди від'ємний ТКН.

3.1.3. Фотодіоди.

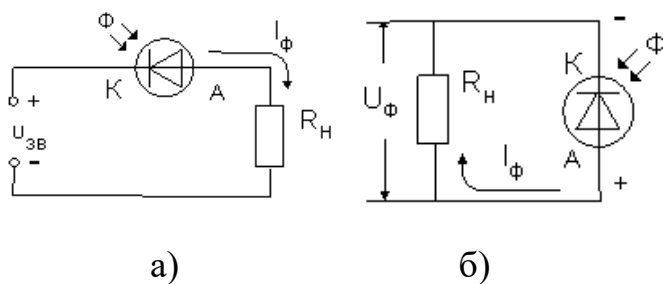


Рис. 3.5

стабілітронів залежить від величини напруги (рис. 3.5).

Пряма гілка ВАХ має завжди від'ємний ТКН. переходом, параметри яких змінюються під дією квантів променевої енергії.

Робота фотодіодів базується на

явищі внутрішнього фотоефекту, сутність якого полягає в іонізації атомів кристалічних ґраток напівпровідника чи домішок у ньому квантами променевої енергії. В разі іонізації атомів вихідного напівпровідника генеруються електронно-діркові пари, які підвищують провідність напівпровідника. Фотоефект виникає у разі перевищення енергії квантів світла ширини забороненої зони.

Фотодіод може працювати як із зовнішнім джерелом живлення (фотодіодний режим, або режим фотоперетворювача, рис. 3.5, а) так і без нього (режим фотогенератора, рис. 3.5, б).

Фотодіодний режим. У разі відсутності освітлення і наявності на фотодіоді зовнішньої зворотної напруги буде мати місце темновий струм I_0 , що є зворотним струмом p - n переходу. За наявності освітлення електрони і дірки, визвані світловим збудженням, збільшать струм через p - n перехід. Чим більший світловий потік, тим більший фотострум через діод (рис. 3.6).

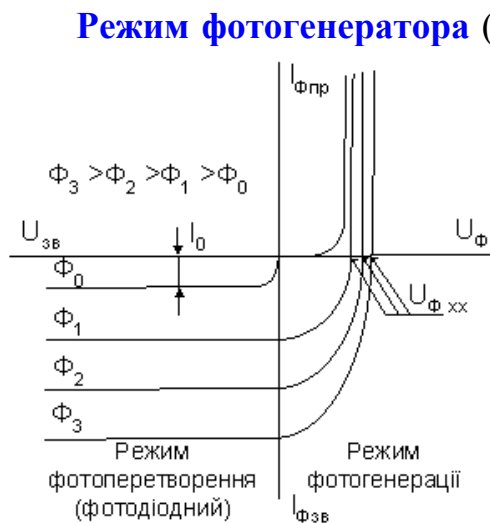


Рис.3.6

У разі освітлення p - n переходу за рахунок іонізації з'являються дірки і електрони, які полем p - n переходу виштовхуються за його межі (дірки в p область, а електрони в n область) і утворюють на його виводах фотоелектрорушійну силу E_{Φ} , величина якої залежить від властивостей напівпровідника (ширини забороненої зони, часу життя і рухомості носіїв заряду), інтенсивності падаючого світла та

інших параметрів. У разі приєднання навантаження в ньому виникає струм, величина якого залежить від величини світлового потоку Φ . Напруга на зовнішніх затискачах фотодіода дорівнює приблизно висоті потенціального бар'єру U_k і для кремнієвих фотодіодів дорівнює приблизно 0,7 В. Режим фотогенератора широко використовується при виготовленні сонячних батарей.

3.1.4. Світлодіоди. Світлодіоди – це напівпровідникові прилади, які, за рахунок процесів що відбуваються в p - n переході при протіканні через нього прямого струму, генерують оптичне випромінювання. Випромінювання відбувається за рахунок рекомбінації носіїв заряду у високоомній області (базі).

Неосновні носії заряду, які інжектуються із емітера, рекомбінують у базі з основними носіями заряду (переходять із зони провідності у валентну зону). При цьому випромінюється вивільнена енергія у вигляді квантів світла. Довжина хвилі λ випромінювального світла однозначно визначається енергією кванта, яка приблизно дорівнює ширині забороненої зони напівпровідника. Колір випромінювального світла залежить від довжини хвилі λ , яка залежить від матеріалу напівпровідника. Світлодіоди із арсеніду галію ($\lambda=0,9\div 1,4$ мкм) випромінюють інфрачервоне випромінювання, з фосфіду галію ($\lambda=0,7$ мкм) – червоне, з карбіду кремнію ($\lambda=0,53$ мкм) – жовто-зелене випромінювання. Світлодіоди широко використовуються в якості індикаторних приладів та швидкодіючих джерел світла (їх перемикання відбувається за $10^{-7}\div 10^{-9}$ с).

3.1.5. Варикапи

Варикапи – це напівпровідникові прилади, що використовуються в якості керуваної електричною напругою ємності. Варикапи працюють при зворотній напрузі на *p-n* переходах.

3.1.6. Оптрони. Оптрон представляє собою комбінацію світлодіода, який випромінює світло під дією електричного струму і фотоприймача (фотодіода, фототранзистора, фототиристора), що генерує чи змінює струм під дією випромінювання.

На рис. 3.7 наведені схемні зображення оптоелектронних пар: діодної (а), транзисторної (б) і тиристорної (в). Оптрони широко використовуються в електронній апаратурі для гальванічного розмежування електронних кіл.

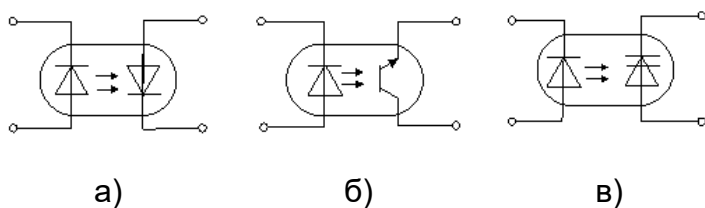


Рис. 3.7

Використання оптронів дозволяє підвищити завадостійкість апаратури, забезпечує спільну роботу пристроїв, які знаходяться під

різними потенціалами.

3.2. Біполярні транзистори (БТ). Класифікація і принцип дії БТ

3.2.1. Біполярні транзистори

Біполярний транзистор – це тришарова структура $n-p-n$ або $p-n-p$ типу, яка

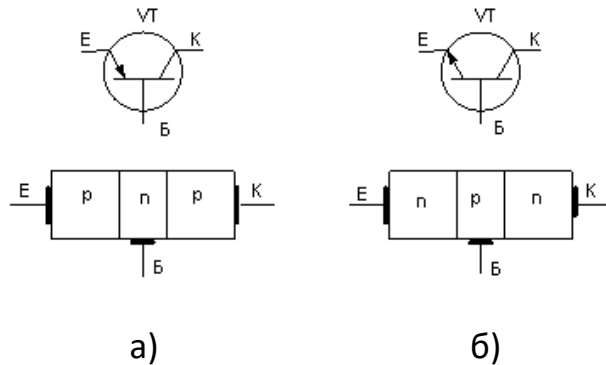
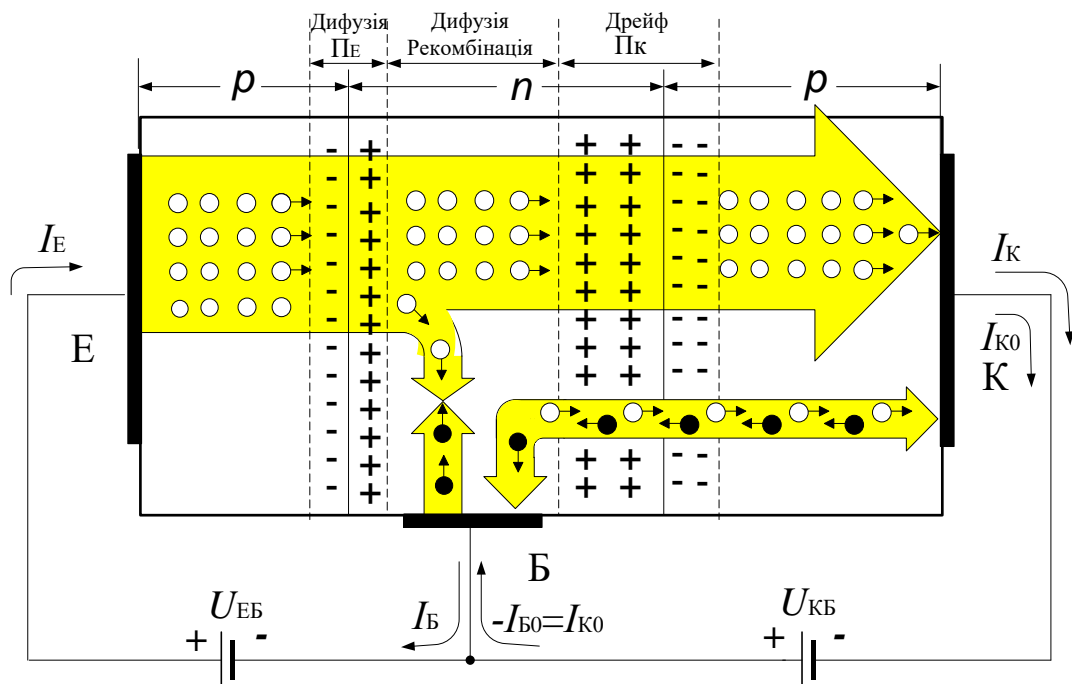


Рис. 3.8

має два $p-n$ переходи і виводи від кожного шару. За послідовністю чергування типу шарів біполярні транзистори поділяються на $p-n-p$ (рис. 3.8, а) та $n-p-n$ транзистори (рис. 3.8, б). На цьому ж



ПЕ - емітерний $p-n$ перехід
 ПК - колекторний $p-n$ перехід
 ○→ - дірки
 ←● - електрони

Рис.3.9

рисунок наведено умовні графічні зображення транзисторів на принципових електричних схемах та їх символічне позначення (VT). Шар, що є джерелом носіїв заряду (електронів або дірок), називається емітером (Е), шар, який збирає заряди називається колектором (К), а центральний шар – базою (Б). Назву

біполярний транзистор має тому, що струм у нього створюється двома типами носіїв заряду: дірками і електронами. Надалі слово біполярний будемо опускати. У будові емітера, бази і колектора є свої особливості. Виготовляючи транзистор, концентрацію основних носіїв в емітері (введенням домішки) роблять більшою ніж у колекторі, а концентрація основних носіїв у базі набагато менше ніж в колекторі, а тим більше ніж в емітері. Крім того, ширина бази не перевищує довжини вільного пробігу носіїв заряду.

Електронно-дірковий перехід між емітером і базою називається емітерним, а між базою і колектором - колекторним. На умовному зображенні транзисторів емітер позначається стрілкою, яка завжди направлена від p області до n області.

3.2.1.1. Робота біполярного транзистора. Розглянемо роботу транзистора на прикладі $p-n-p$ структури (рис. 3.9). Шари напівпровідників утворюють два $p-n$ переходи: емітерний (Π_E) і колекторний (Π_K). Полярність зовнішніх джерел U_{BE} і U_{KB} вибираються такими, щоб емітерний перехід був зміщений у прямому напрямку, а колекторний – у зворотному. Це приводить до зменшення потенціального бар'єру

емітерного переходу і збільшення потенціального бар'єру колекторного переходу. В результаті зменшення бар'єру емітерного переходу відбувається дифузія дірок з емітера в базу і електронів із бази в емітер. Електронною складовою дифузійного струму через емітерний перехід можна знехтувати, тому що $p_p \gg n_n$.

Таким чином, струм емітера I_E утворюється за рахунок дифузійного переміщення дірок через емітерний перехід. Під дією сил дифузії дірки рухаються через базу в напрямку колектора, частково рекомбінуючи з електронами бази. Електрони в базу поповнюються з джерела U_{EB} , утворюючи базовий струм I_B . Оскільки база є тонкою і має малу концентрацію домішок, то основна частина дірок інжекттованих емітером досягає колекторного переходу. Полем колекторного переходу, зміщеного у зворотному напрямку джерелом U_{KB} ,

дірки переміщуються (дрейфують) у колекторний шар, створюючи колекторний струм I_K , тобто емітерний струм дорівнює сумі колекторного і базового струмів і їх зв'язок підпорядкований першому закону Кірхгофа

$$I_E = I_K + I_B.$$

Відношення колекторного струму I_K транзистора до емітерного струму I_E називається коефіцієнтом передачі струму емітера

$$\alpha = I_K / I_E.$$

Коефіцієнт α менший одиниці і знаходиться в межах 0,9...0,999.

На основі наведених виразів можна визначити зв'язки між колекторним і базовим, а також емітерним і базовим струмами:

$$I_K = [\alpha / (1 - \alpha)] I_B = \beta \cdot I_B; \quad I_E = [1 / (1 - \alpha)] \cdot I_B = (1 + \beta) \cdot I_B,$$

де $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ – коефіцієнт підсилення транзистора за струмом.

Коефіцієнт підсилення струму бази транзисторів знаходиться у межах 50...200.

Присутність у базовій та колекторній областях власних неосновних носіїв заряду, для яких зворотно зміщений перехід є пришвидшуючим, приводить до появи додаткової некерованої складової струму колектора I_{K0} (рис. 3.9). Оскільки основною причиною появи неосновних носіїв заряду є температура, то цей струм ще називають тепловим. У базовому колі тепловий струм направлений назустріч базовому струму, що зменшує його величину. Таким чином, загальний струм колектора складається з керованої (βI_B) і некерованої (теплової I_{K0}) складових $I_K = \beta \cdot I_B + I_{K0}$. Базовий струм з урахуванням теплової складової буде дорівнювати

$$I_B = I_E / (1 + \beta) - I_{K0} = I_K / \beta - I_{K0}.$$

У транзисторах *n-p-n* типу назви і функції усіх трьох шарів аналогічні розглянутого *p-n-p* транзистора, змінюється тільки тип носіїв заряду і полярність зовнішніх джерел живлення.

Запитання для самоконтролю

1. Що таке напівпровідниковий діод? Наведіть класифікацію та умовні позначення напівпровідникових діодів.
2. Що таке випрямний діод? Накресліть його умовне позначення і вольт-амперну характеристику. Де застосовуються випрямні діоди?
3. Що таке напівпровідниковий стабілітрон? Накресліть його умовне позначення і вольт-амперну характеристику. Де застосовуються напівпровідникові стабілітрони?
4. Що таке напівпровідниковий варикап? Накресліть його умовне позначення і характеристику залежності ємності варикапа від зворотної напруги. Де використовують варикапи?
5. Що таке фото- і світлодіоди? Накресліть їх умовні позначення. Де використовують фото- і світлодіоди?
6. Поясніть сутність температурного коефіцієнта напруги (ТКН) стабілітрона. Від чого залежить його величина і знак (полярність)?
7. Поясніть, що таке оптрон, наведіть схемні зображення оптронів.
8. Що таке біполярний транзистор? Наведіть класифікацію та умовні позначення транзисторів.
9. Накресліть структуру та умовне позначення біполярних транзисторів *p-n-p* і *n-p-n*-типів.
10. Поясніть роботу біполярного транзистора.
11. Наведіть зв'язки між емітерним, колекторним і базовим струмами транзистора.
12. Поясніть природу некерованої складової колекторного струму транзистора (I_{K0}).

Лекція 4.

Схеми вмикання, основні параметри і статичні характеристики БТ. Еквівалентні схеми заміщення та частотні властивості БТ. Динамічний режим роботи БТ

4.1. Схеми вмикання транзисторів та їх властивості. В залежності від того, який електрод транзистора є спільним для вхідного і вихідного кіл, транзистори у схемах можуть вмикатись трьома способами: за схемою зі спільною базою (СБ), за схемою зі спільним емітером (СЕ) та за схемою зі спільним колектором (СК), рис. 4. 1. Схеми вмикання наведені для сигналу

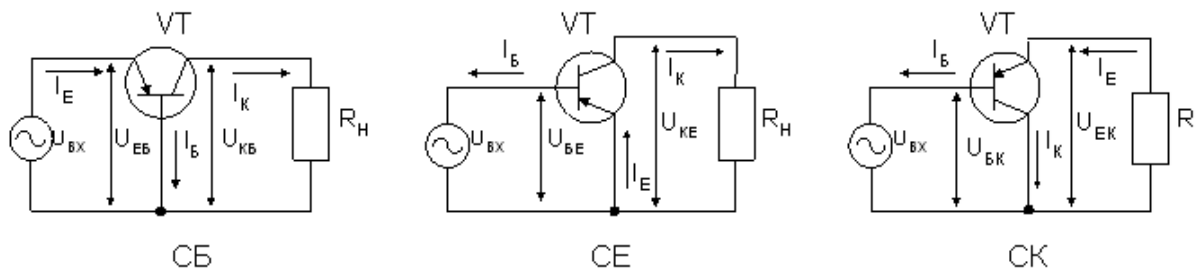


Рис. 4. 1

напруги змінного струму.

Схема Параметри	СБ	СЕ	СК
$K_I = I_{\text{вих}} / I_{\text{вх}}$	$\alpha = \beta / (1 + \beta) < 1$	$\beta > 1$	$1 + \beta$
$K_U = U_{\text{вих}} / U_{\text{вх}}$	$\gg 1$	> 1	< 1
$K_P = K_I \cdot K_U$	> 1	$\gg 1$	> 1
$R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}$	$(10^{-1} \div 10^1) \text{ Ом}$	$(10^1 \div 10^3) \text{ Ом}$	$(10^3 \div 10^5) \text{ Ом}$
$R_{\text{вих}}$	$(10^3 \div 10^6) \text{ Ом}$	$(10^2 \div 10^3) \text{ Ом}$	$(10^{-1} \div 10^3) \text{ Ом}$
$K_T = \sqrt{(U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2)} \cdot 100 / U_1$	$(3 \div 4) \%$	$(5 \div 20) \%$	$\text{до } 1 \%$

На практиці найбільш широко використовується схема вмикання транзистора зі СЕ, тому що вона має коефіцієнти підсилення за струмом, напругою і потужністю більші за одиницю. До недоліку схеми слід віднести

відносно великий коефіцієнт гармонік K_r . В подальшому будемо розглядати в основному схему зі СЕ, для чого розглянемо її статичні характеристики.

4.2. Статичні характеристики біполярного транзистора. Транзистор, ввімкнений за будь-якою схемою (СК, СБ, СЕ) характеризується такими фізичними величинами: вхідна і вихідна напруга та вхідний і вихідний струм. Взаємозв'язок між цими величинами визначають сімейство вхідних і вихідних статичних вольт-амперних характеристик транзистора.

Вхідною характеристикою транзистора називається залежність вхідного струму від вхідної напруги за умови незмінності вихідної напруги:

$$I_{ВХ} = f(U_{ВХ})|_{U_{ВІХ}=const}$$

Для схеми увімкнення зі спільним емітером вхідна характеристика транзистора – це залежність струму бази I_B від напруги база-емітер U_{BE} , за умови що напруга між колектором і емітером незмінна ($U_{KE} = const$), тобто

$$I_B = f(U_{BE})|_{U_{KE}=const}$$

Вихідною характеристикою транзистора називається залежність вихідного струму від вихідної напруги за умови незмінності вхідного струму

$$I_{ВІХ} = \varphi(U_{ВІХ})|_{I_{ВХ}=const}$$

Для схеми увімкнення з СЕ сімейство вихідних характеристик транзистора – це $I_K = \varphi(U_{KE})|_{I_B=const}$

Сімейства вхідних і вихідних статичних характеристик наведені на рис. 4.2. В разі, якщо $U_{KE} = 0$, вхідна характеристика (рис. 4.2, а) відповідає прямій гілці вольт-амперної характеристики двох паралельно з'єднаних $p-n$ переходів (емітерного і колекторного).

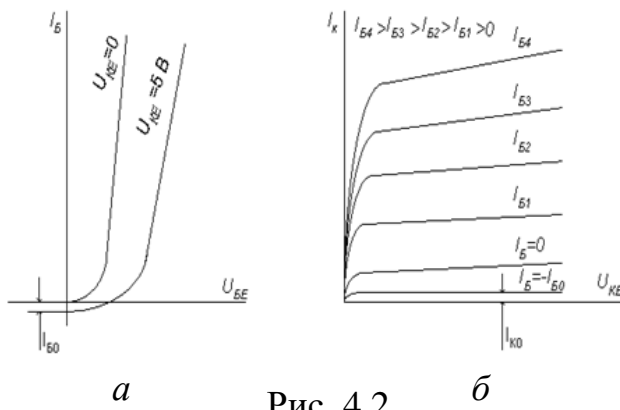


Рис. 4.2 б

Якщо $U_{KE} \neq 0$, то струм бази зменшується (характеристика зміщується вниз), що пояснюється зменшенням ширини бази внаслідок розширення колекторного переходу (ефект модуляції бази – ефект Ерлі), а також за рахунок струму $I_{B0} = -I_{K0}$

(див. рис. 3.9). Струм I_{B0} є також причиною того, що при $U_{BE} = 0$ і $U_{KE} \neq 0$ у колі бази тече струм $I_B = -I_{B0}$.

Вихідні характеристики транзистора у схемі зі СЕ (рис. 4.2, б) починаються з початку координат. У разі $U_{KE} = 0$ на колекторному переході є напруга U_{BE} , яка зміщує його в прямому напрямку. З області колектора інжектуються основні заряди у базу, що компенсує потік основних носіїв заряду з емітера в колектор, тобто взаємно врівноважується потік носіїв через колекторний перехід і $I_K = 0$. При підвищенні напруги U_{KE} пряма напруга на колекторному переході спочатку знижується, зменшується інжекція основних носіїв заряду через колекторний перехід і відповідно збільшується колекторний струм. При збільшенні U_{KE} до величини $0,5 \div 1,5$ В колекторний перехід зміщується у зворотному напрямку і подальше збільшення колекторного струму відбувається за рахунок модуляції бази зворотно зміщеним колекторним переходом. В разі збільшення базового струму характеристики будуть зміщуватись в бік збільшення колекторного струму, тому що $I_K = \beta I_B + I_{K0}$.

4.3. h- параметри транзисторів. Як впливає з аналізу вольт-амперних характеристик, транзистор – це нелінійний елемент електричного кола.

У будь якій схемі вмикання транзистор характеризується вхідними і вихідними струмами і напругами, а тому його можна представити активним чотириполюсником. З названих величин незалежними є тільки дві. Для схеми вмикання транзистора за схемою зі СЕ незалежними змінними слушно взяти

вхідний струм I_B і вихідну напругу U_{KE} . В такому разі вхідна напруга і вихідний струм є деякими функціями двох незалежних змінних:

$$U_{BE} = f(I_B \cdot U_{KE});$$

$$I_K = f(I_B \cdot U_{KE}).$$

Для малих сигналів можна записати ці залежності за допомогою лінійних рівнянь, використовуючи h – параметри:

$$\Delta U_{BE} = h_{11E} \Delta I_B + h_{12E} \Delta U_{KE}$$

$$\Delta I_K = h_{21E} \Delta I_B + h_{22E} \Delta U_{KE}.$$

Фізичне тлумачення h – параметрів транзистора наступне:

h_{11E} – вхідний опір транзистора в режимі короткого замикання на виході

$$h_{11E} = \Delta U_{BE} / \Delta I_B \text{ за умови } \Delta U_{KE} = 0;$$

h_{12E} – коефіцієнт зворотного зв'язку транзистора за напругою в режимі холостого ходу на вході;

$$h_{12E} = \Delta U_{BE} / \Delta U_{KE} \text{ за умови } \Delta I_B = 0;$$

h_{21E} – коефіцієнт передачі струму в режимі короткого замикання по виходу;

$$h_{21E} = \Delta I_K / \Delta I_B \text{ за умови } \Delta U_{KE} = 0;$$

h_{22E} – вихідна провідність транзистора в режимі короткого замикання на вході;

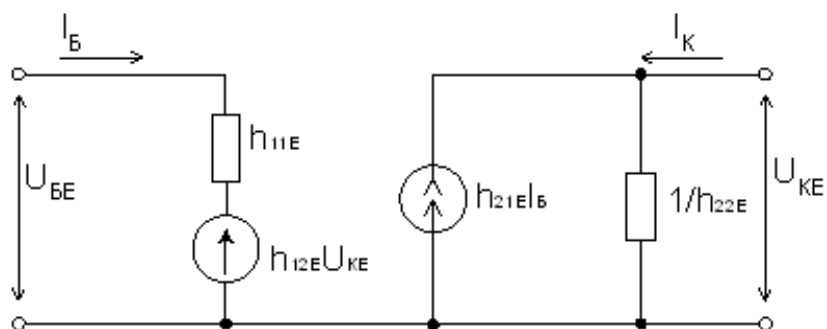


Рис.4.3

$$h_{22E} = \Delta I_K / \Delta U_{KE} \text{ за умови } \Delta I_B = 0.$$

h – параметри визначаються за вхідними і вихідними статичними вольт-амперними характеристиками транзистора.

Системі лінійних рівнянь з h – параметрами транзистора, увімкненого за схемою зі СЕ, відповідає схема заміщення зображена на рис. 4.3.

4.4. Схема заміщення транзистора за його фізичними параметрами

На рис. 4.4 зображена фізична T -подібна модель транзистора. Параметри фізичної моделі транзистора і h - параметри пов'язані між собою такими залежностями:

$$h_{11E} = r_B + (\beta + 1)r_E,$$

$$h_{21E} = \beta,$$

$$h_{22E} = g_K.$$

Фізичний зміст елементів, що входять у схему наступні:

- r_B – об'ємний опір бази, який визначається в напрямку проходження базового струму в шарі бази від границі з емітерним переходом (поперечний опір бази). Базовий шар є відносно високоомним і дорівнює $100 \div 400$ Ом у залежності від типу транзистора.

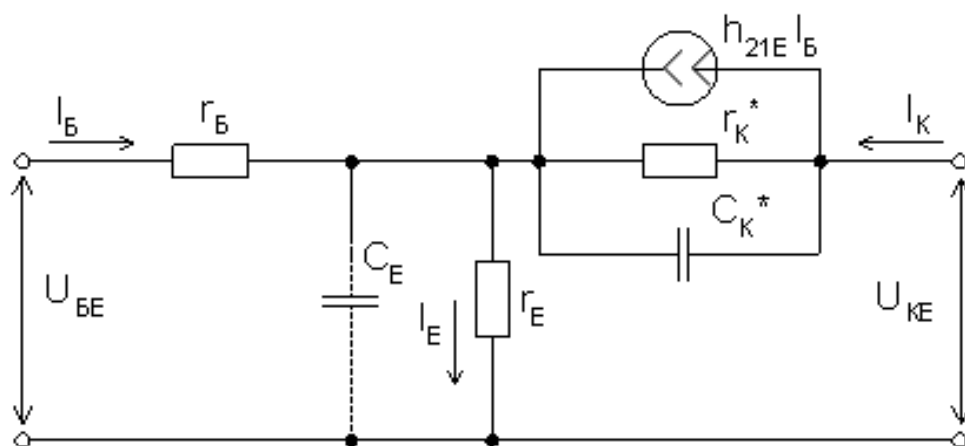


Рис. 4.4

- r_E – прямий диференціальний опір емітерного переходу. Величина r_E залежить від постійної складової струму емітера і зв'язана з ним

співвідношенням сталої $r_E = \varphi_T / I_E \approx 0,025 / I_E$. Числове значення r_E лежить у межах від одиниць до десятків Ом і є менше r_B .

- r_K^* - диференційний опір між колектором і емітером, який пов'язаний з диференційним опором зворотно зміщеного колекторного переходу r_K співвідношенням $r_K^* = r_K / (1 + h_{21E})$. r_K знаходиться у межах $0,5 \div 1$ МОм.

- $h_{21E} I_B$ – залежне джерело струму, що враховує зв'язок колекторного і базового струмів.

- C_E – ємність емітерного переходу.

- $C_K^* = C_K(1 + h_{21E})$ – ємність між колектором і емітером транзистора, де C_K – ємність колекторного переходу.

Слід відзначити, що ємність C_E визначається в основному дифузійною складовою ємності переходу, а C_K – бар'єрною. C_E має величину порядку сотень пікофарад, а C_K – десятки пікофарад. Враховуючи те, що ємність C_E зашунтована малим опором r_E , а ємність C_K – великим опором r_K , на високих частотах вплив ємності C_K^* на роботу транзистора більш значний ніж ємності C_E . За цієї причини ємністю C_E у схемі заміщення транзистора включеного за схемою зі СЕ зазвичай нехтують.

4.5. Динамічний режим біполярного транзистора

У динамічному режимі роботи транзистора одночасно змінюються вхідна і вихідна напруги та його вхідний і вихідний струми. Так, для схеми зі СЕ, вхідний (базовий) струм залежить від вхідної і вихідної напруг одночасно, тобто динамічна вхідна характеристика описується рівнянням $I_B = f(U_{BE})|_{U_{KE}=var}$.

Аналогічно вихідна динамічна характеристика описується рівнянням $I_K = \varphi(U_{KE})|_{I_B=var}$.

Динамічний режим має місце при вмиканні в колекторне коло резистора R_K (рис.4.5). Відповідно до другого закону Кірхгофа, маємо: $E_K = U_{KE} + I_K R_K$. Пряма лінія, що описується цим рівнянням, називається навантажувальною

прямою або вихідною динамічною характеристикою. На сімействі вихідних статичних характеристик транзистора навантажувальна пряма будується за двома точками (рис. 4.6): $U_{KE} = E_K$ (якщо $I_K = 0$) і $I_K = E_K / R_K$ (якщо $U_{KE} = 0$).

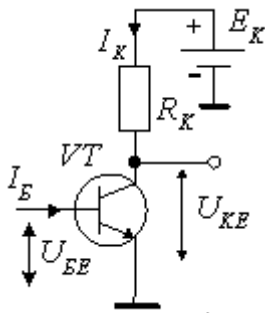


Рис. 4.5

Навантажувальна лінія і сім'я статичних характеристик транзистора визначають залежність колекторного струму від струму бази і напруги на колекторі за постійною величиною ЕРС джерела живлення і незмінному опорі R_K . У будь який момент часу режим роботи транзистора визначається точкою перетину навантажувальної лінії і статичних характеристик з відповідним базовим струмом. Ця точка

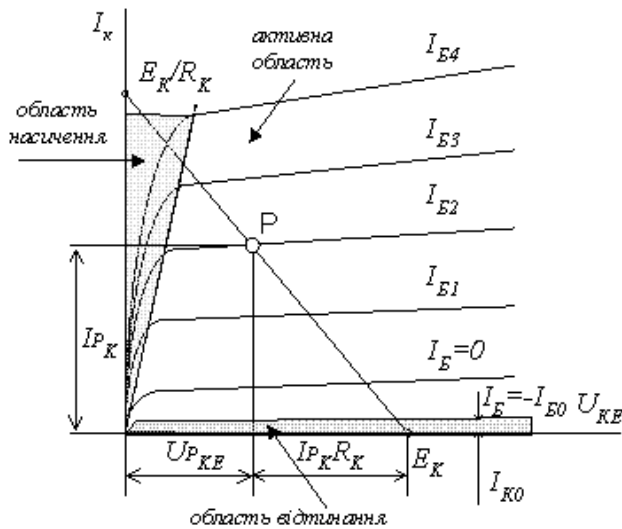


Рис. 4.6

називається **робочою точкою (P)** і завжди зміщується по навантажувальній прямій. У залежності від положення робочої точки розрізняють три характерні області на динамічній характеристиці і три режими роботи транзистора.

Активний режим (робоча точка знаходиться в активній області), у якому емітерний $p-n$ перехід транзистора зміщений у прямому напрямі, а колекторний $p-n$ перехід - у зворотному. В такому режимі транзистор працює в схемах підсилювачів.

Режим насичення (робоча точка знаходиться в області насичення), в якому обидва $p-n$ переходи транзистора зміщені у прямому напрямі.

Режим відтинання (робоча точка знаходиться в області відтинання), в якому обидва $p-n$ переходи зміщені у зворотному напрямі. У режимах насичення і відтинання транзистор немає підсилення. Ці режими використовуються при роботі транзисторів в імпульсних схемах.

Запитання для самоконтролю

1. Поясніть будову і принцип дії біполярного транзистора.
2. Назвіть і наведіть схеми включення біполярного транзистора.
3. Поясніть, чому коефіцієнт підсилення за струмом залежить від способу включення транзистора.
4. Поясніть, чому коефіцієнт підсилення за напругою транзистора залежить від способу його включення.
5. Поясніть, при якій схемі включення транзистор буде мати найбільший коефіцієнт підсилення за потужністю.
6. Зобразіть вхідну і вихідну вольт-амперні статичні характеристики біполярного транзистора, включеного за схемою зі спільним емітером.
7. Що являють собою h -параметри біполярного транзистора? Дайте фізичне тлумачення h -параметрів.
8. Наведіть фізичну Т-подібну модель транзистора. Дайте тлумачення фізичного змісту елементів схеми.
9. Поясніть сутність динамічного режиму транзистора. В яких режимах може працювати транзистор?

Лекція 5. Польові транзистори. Польові транзистори з p - n переходами. Польові транзистори з ізолюваним затвором.

Польовими (уніполярними) називаються транзистори (ПТ), в яких керування струмом здійснюється під впливом поперечного електричного поля. Їх принцип дії базується на дрейфі заряду одного знаку в повздовжньому

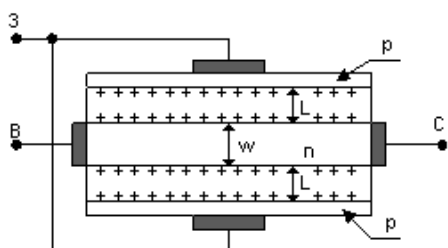


Рис. 5.1

електричному полі через керований канал n або p типу. Розрізняють ПТ із затвором у вигляді p - n переходу та ПТ з ізолюваним затвором (МДН- або МОН-транзистори), які в свою чергу поділяються на транзистори з вбудованим і транзистори з індукованим каналом.

5.1. Польові транзистори з p - n переходами. На рис. 5.1 наведений розріз ПТ з ідеалізованим каналом n типу, що представляє собою слабо леговану пластину напівпровідника n типу, до якої з двох (або однієї) сторін примикають з'єднані між собою сильно леговані області напівпровідників p типу.

Таким чином, на границях розділення таких напівпровідників мають місце p - n переходи шириною L . Ці p - n переходи практично знаходяться в області n напівпровідника, тому що $p_p \gg n_n$. Між ними знаходиться провідний канал шириною w . Канал має контакти із зовнішніми електродами, які мають назву виток ($В$) – електрод від якого починають рух носії заряду) і сток ($С$) – електрод до якого рухаються носії заряду. В нашому випадку це будуть електрони. Області напівпровідників p типу мають зовнішній електрод, який називається затвором ($З$) – електрод до якого приєднується джерело керуючої (вхідної) напруги.

Джерело живлення приєднується між стоком і витокom U_{CB} , а керуюча (вхідна) напруга – між затвором і витокom. Напруга між затвором і витокom зміщує $p-n$ перехід у зворотному напрямі.

Принцип дії ПТ з $p-n$ переходами базується на зміні опору провідникового каналу W за рахунок розширення $p-n$ переходів у разі подачі на них зворотної напруги. Оскільки p область має значно більшу концентрацію ніж n область, то

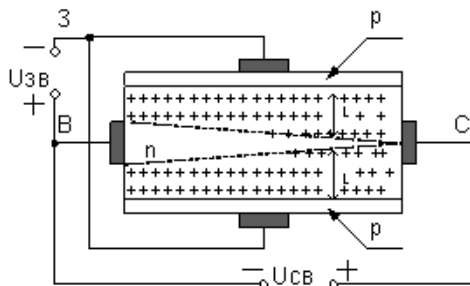


Рис. 5.2

зміна ширини $p-n$ переходів відбувається головним чином за рахунок менш легованої n області. При цьому змінюється ширина провідного каналу W та його опір, що приводить до зміни струму стоку транзистора I_C . Таким чином, змінюючи напругу $U_{зв}$, можна керувати струмом I_C .

З появою струму I_C в каналі виникає розподілена по каналу напруга, яка зростає у напрямку до стоку і є зворотною до $p-n$ переходів. Через це потенціали точок вздовж каналу зростають у напрямку стоку від нуля до U_{CB} , що спричиняє розширення переходів від витку до стоку і відповідно зменшенню ширини провідного каналу та збільшенню його опору. Канал приймає вигляд показаний на рис. 5.2.

При певній величині напруги U_{CB} за рахунок розширення $p-n$ переходів провідний канал W зникає, а його опір стає надто великим. Це приводить до зменшення струму I_C і, як наслідок, розширення каналу (за рахунок зменшення ширини $p-n$ переходів), а це в свою чергу – до збільшення струму. Таким чином, струм I_C практично залишається незмінним.

При одночасній дії U_{CB} та $U_{зв}$ змикання $p-n$ переходів відбудеться при менших струмах.

На рис. 5.3, а наведено сімейство статичних стокових характеристик ПТ з $p-n$ переходами $I_C = f(U_{CB})|_{U_{зв}=const}$.

На ділянці АВ характеристики мають практично лінійні залежності

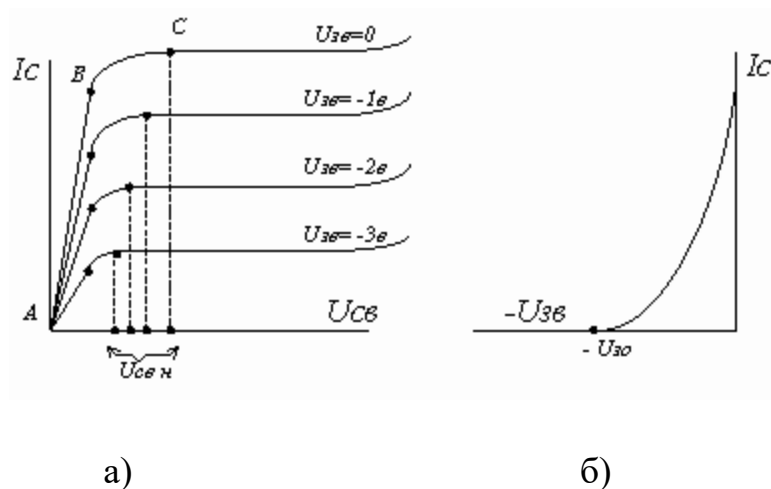


Рис. 5.3

струму I_C від напруги U_{CB} .

Подальше збільшення U_{CB} спричиняє ріст I_C , що приводить до звуження провідного каналу W .

Таким чином, поява струму I_C породжує умови, які обмежують його подальше зростання (ділянка BC). Починаючи

з деякого значення напруги поміж стоком і витоком U_{CBH} (крапка C) відбувається змикання $p-n$ переходів, що приводить до стабілізації струму I_C . Якщо збільшувати зворотну напругу на $p-n$ переходах, то ширина каналу W буде зменшуватись, а його опір буде збільшуватись. В цьому разі режим насичення настане при меншій напрузі U_{CBH} , а нахил початкового відрізка характеристики зменшиться, що відповідає більшому значенню опору каналу. Подальше збільшення стокової напруги, тобто при $U_{CB} > U_{CBH}$, практично не приводить до зростанню I_C . На ділянках AC стокових характеристик ПТ можна використовувати як керований резистор. В режимі підсилення використовують похилі ділянки стокових характеристик ($U_{CB} > U_{CBH}$).

Залежність струму стоку від напруги між затвором і витоком при сталій напрузі стік-витік відображається стік-затворною характеристикою, рис. 5.3, б:

$$I_C = f(U_{ЗВ})|_{U_{CB}=\text{const.}}$$

Напруга на затворі, при якій струм зменшується до нуля називається *напругою відтинання* (або запирання) $U_{З0}$.

Основні параметри ПТ з $p-n$ переходами:

- максимальне значення струму стоку $I_{C\text{макс}}$;
- максимальне значення напруги стік - витік $U_{CB\text{макс}}$;

- напруга відтинання U_{30} ;
- крутизна стік-затворної характеристики $S = (dI_C/dU_{3B})$ при $t_{U_{CB}} = \text{const}$;
- диференціальний опір стоку

$$r_c = \frac{dU_{CB}}{dI_C} | U_{3B} = \text{const};$$

- вхідний опір $r_{BX} = \frac{dU_{3B}}{dI_C}$.

Диференціальний опір стоку ПТ з p - n переходами має величину порядку одиниць кОм, а вхідний опір – десятки МОм.

Умовні позначення на схемах ПТ з p - n переходами відповідно з n і p каналами приведені на рис. 5.4, а, б.



Рис. 5.4

5.2. Пільові транзистори з ізолюваним затвором

У пільових транзисторах з ізолюваним затвором відсутній електричний контакт між затвором і каналом. В таких транзисторах затвор виконаний з тонкої плівки металу (Al) ізолюваної від напівпровідника діелектриком чи оксидом кремнію (SiO_2). В залежності від виду ізоляції розрізняють МДН- і МОН- транзистори. Аббревіатура «МДП» розшифровується як «метал – діелектрик - напівпровідник», а «МОН» - як «метал – оксид – напівпровідник».

Витік і стік формують із сильнолегованих напівпровідників, за рахунок чого області витоку і стоку мають високу концентрацію носіїв і помічаються

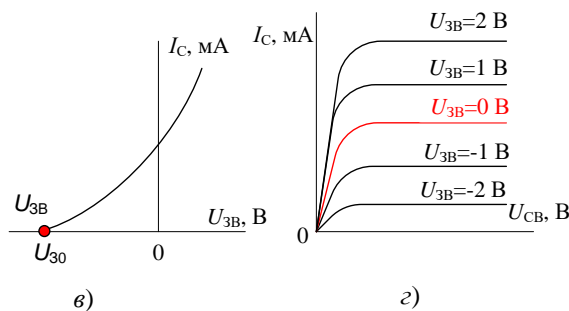
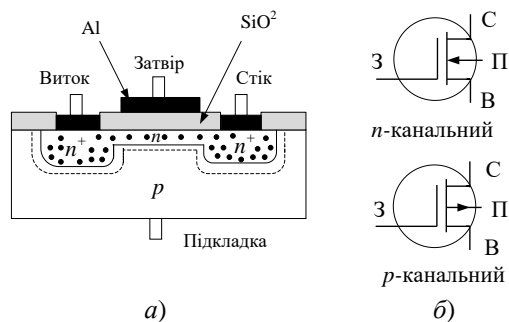


Рис. 5.5

на рисунку знаком «+». Транзистори з ізолюваним каналом можуть виконуватись як n - так і p -канальними. Провідний канал у МДН- і МОН- транзисторах може бути утворений при виготовленні транзисторів або утворюватись під впливом напруги, прикладеної до затвору. В залежності від цього розрізняють пільові транзистори з **вбудованим** і транзистори з **індукованим** каналами.

5.3. Пільовий транзистор з вбудованим каналом. На рис. 5. 5, а зображений МОН- транзистор з вбудованим каналом n -типу. Провідний канал являє собою слабо леговану смугу n -типу, яка з'єднує між собою більш леговані області (n^+) витоку і стоку, які утворені в підкладці – напівпровіднику p -типу. МДН- і МОН- транзистори мають чотири електрода: витік, стік, затвір і підкладку. Підкладку часто електрично з'єднують з витком (або зі стоком), утворюючи три виводи.

У залежності від полярності напруги між затвором і витоком $U_{зв}$, в каналі змінюється концентрація основних носіїв. При від'ємній напрузі на затворі електрони виштовхуються з області каналу в області n^+ і підкладку (режим збіднення), через що канал збіднюється носіями і струм I_C зменшується. При збільшенні від'ємної напруги на затворі до величини $U_{з0}$ провідний канал зникає і струм стоку практично стає рівним нулю. У разі додатної напруги на затворі область каналу буде збагачуватись електронами (режим збагачення), його опір буде зменшуватись а струм I_C - збільшуватись. Таким чином, МДН- транзистор з вбудованим каналом може працювати як у режимі збагачення, так і в режимі збіднення.

Стік-затворна і стокова характеристики такого транзистора приведені відповідно на рис. 5.5, в, г.

5.4. Польовий транзистор з індукованим каналом. У транзисторі з індукованим каналом у разі відсутності напруги на затворі канал відсутній (рис. 5.6, б), тому що n^+ області витоку і стоку утворюють з p - підкладкою два p - n переходи, включені назустріч один одному. При будь-якій полярності напруги між стоком і витоком $U_{св}$ один із p - n - переходів буде зміщений у зворотному напрямі і струм між витоком і стоком буде відсутній.

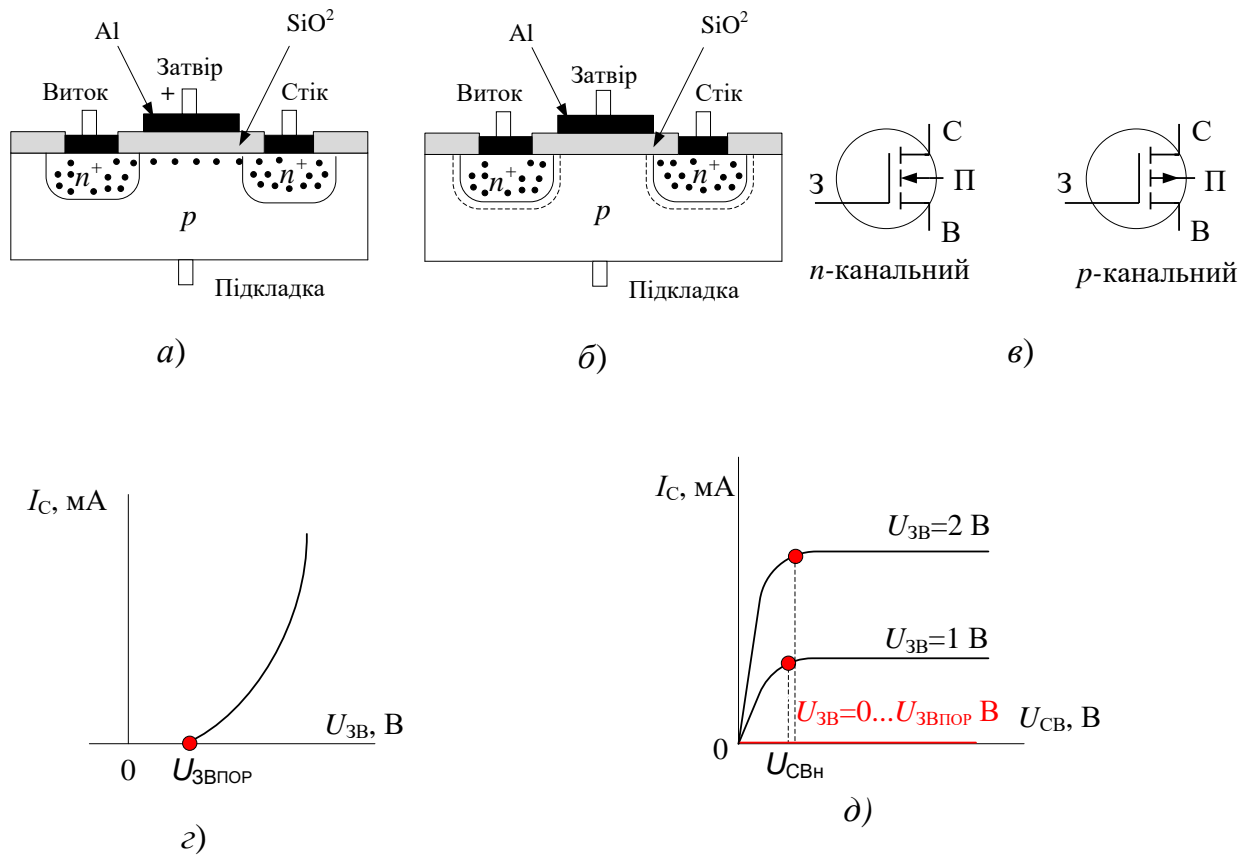


Рис. 5.6

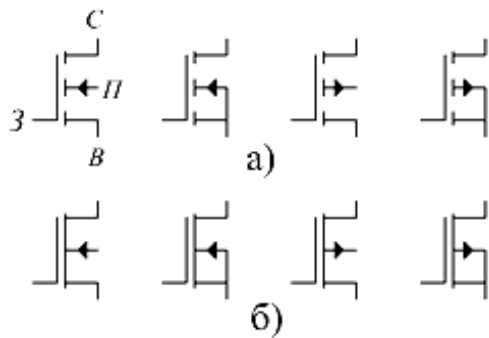
Якщо до затвору підвести напругу більшу за порогову $U_{ЗВ} > U_{ЗВпор}$, то створене нею електричне поле притягує електрони з n^+ областей і з підкладки, утворюючи тонкий шар n типу в приповерхневій області p підкладки (рис.5.6, а). Цей шар з'єднає виток і стік і буде індукованим каналом n - типу. Від підкладки канал ізолюваний створеним збідненим шаром.

Таким чином, польові транзистори з індукованим n - каналом керуються тільки додатною напругою $U_{ЗВ}$ (рис. 5.6, з). Значення порогової напруги n -канального транзистора складає $0,2 \dots 0,1$ В.

Польові транзистори можна включати за схемами із спільним затвором (СЗ), спільним витоком (СВ) і спільним стоком (СС). Найбільш поширеною на практиці є схема зі СВ, тому що вона дозволяє одержати одночасно підсилення за струмом, за напругою і за потужністю.

Вхідний опір МДН-транзисторів становить $10^{12} \div 10^{14}$ Ом.

На рис. 5.7, а і б показані схемні зображення МДН- транзисторів



відповідно з n і p індукованими і вбудованими каналами в двох варіантах: з окремим виводом підкладки і загальним виводом підкладки і витоку.

Переваги польових транзисторів:

1. великий вхідний опір у схемі з СВ;
2. малий рівень власних шумів, через те що струм створюють тільки основні для каналу носії, а відтак немає рекомбінаційного шуму;
3. висока стійкість до температурних та радіаційних впливів;
4. висока щільність розташування елементів при виготовленні інтегральних схем.

Рис. 5.7

Запитання для самоконтролю

1. Поясніть будову та принцип роботи польового транзистора з керуючими p - n - переходами.
2. Наведіть умовні позначення n - канальних і p - канальних польових транзисторів з p - n - переходами та їх статичні характеристики.
3. Якими параметрами характеризуються польові транзистори з p - n - переходами?
4. Наведіть класифікацію польових транзисторів з ізольованим затвором.
5. Поясніть принцип роботи польового транзистора з ізольованим затвором і вбудованим каналом.
6. Накресліть графіки вольт-амперних характеристик ПТ з вбудованим каналом.

7. Поясніть принцип роботи і статичні характеристики польового транзистора з ізольованим затвором і індукованим каналом.
8. Накресліть графіки вольт-амперних характеристик ПТ з індукованим каналом.
9. Поясніть, чому в разі збільшення напруги $U_{св}$ провідний канал ПТ не перекривається.
10. Наведіть переваги польових транзисторів.

Лекція 6.

Тиристри. Класифікація, принцип дії, ВАХ і параметри тиристорів.
Біполярні транзистори з ізолюваним затвором (IGBT -транзистори).

Інтегральні мікросхеми (ІМС). Твердотільні і гібридні, аналогові і цифрові (логічні) ІМС

6.1. Тиристри

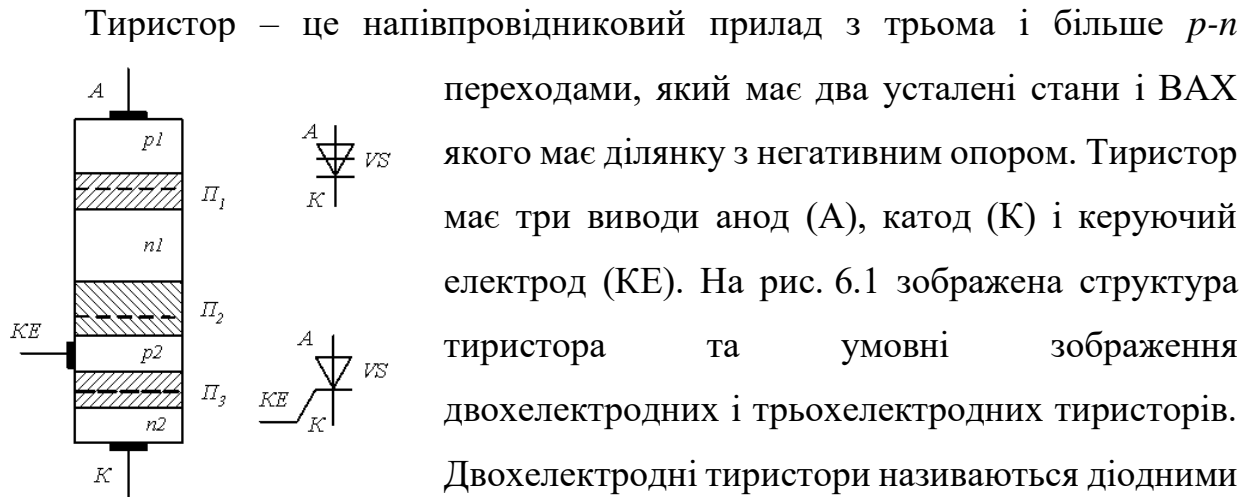


Рис. 6.1

Тиристор – це напівпровідниковий прилад з трьома і більше $p-n$ переходами, який має два усталені стани і ВАХ якого має ділянку з негативним опором. Тиристор має три виводи анод (А), катод (К) і керуючий електрод (КЕ). На рис. 6.1 зображена структура тиристора та умовні зображення двохелектродних і трьохелектродних тиристорів. Двохелектродні тиристри називаються діодними або динисторами, а трьохелектродні – тріодними або тринисторами.

Спільним для усіх багатошарових приладів є регенеративний процес, що відбувається при переході приладу із закритого стану у відкритий. Цей процес появляється внаслідок внутрішнього позитивного зворотного зв'язку.

Чотиришарова структура має такі параметри:

- p_1 і p_2 мають однакову ширину (50 мкм) і концентрацію домішок ($10^{15}/\text{см}^3$);
- n_1 має ширину 120-150 мкм і кількість домішок $10^{17}/\text{см}^3$;
- n_2 має ширину 10-20 мкм і кількість домішок $10^{19}/\text{см}^3$.

Між сусідніми шарами мають місце такі нерівності концентрацій основних носіїв заряду: $n_{n2} \gg p_{p1} = p_{p2} \gg n_{n1}$.

Таким чином, в утворених трьох $p-n$ переходах області n_1 і p_2 є базами, а p_1 і n_2 – емітерами.

6.1.1. Робота тиристора. Розглянемо режим коли $I_{KE} = 0$, $U_{AK} \neq 0$, тобто режим диністора. При вказаній полярності джерела живлення E_A переходи П1 і П3 зміщуються у прямому напрямку, а перехід П2 – у зворотному. Через прямо зміщені переходи П1 і П3 відбувається інжекція основних носіїв заряду з емітерів в бази, тобто, дірки з області p_1 переміщуються в область n_1 , а

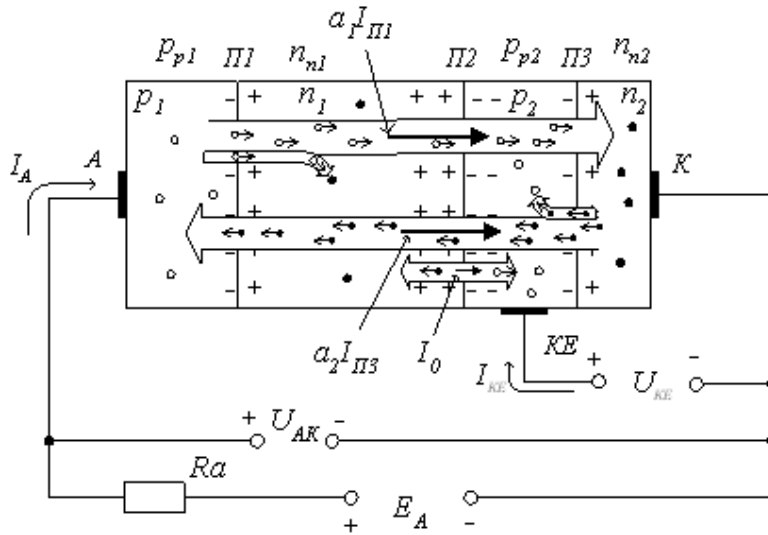


Рис. 6.2

електрони з області n_2 переміщуються в область p_2 . В базових областях вони частково рекомбінують, а більша їх частина доходить до зворотно зміщеного переходу П2 і його полем (дрейфовим способом) переміщуються через

нього у сусідні області. Таким чином, через перехід П2 протікають дві складові струму: діркова складова $I_{П2p} = \alpha_1 I_{П1}$ і електронна складова $I_{П2n} = \alpha_2 I_{П3}$, де α_1 і α_2 – відповідно коефіцієнти передачі струму з області p_1 в область p_2 і з області n_2 в область n_1 (рис. 3.43). Крім розглянутих струмів через перехід П2 протікає струм неосновних носіїв базових областей (тепловий струм) I_0 .

Загальний струм переходу П2 буде дорівнювати

$$I_{П2} = \alpha_1 I_{П1} + \alpha_2 I_{П3} + I_0.$$

Якщо врахувати, що перехід П2 зворотно зміщений (тобто є широкий) і у ньому виникає лавинний ефект, то струм $I_{П2}$ буде збільшений в M разів

$$I_{П2} = M\alpha_1 I_{П1} + M\alpha_2 I_{П3} + MI_0,$$

де M – коефіцієнт лавинного помноження.

Враховуючи те, що структура не розгалужена, струм через кожен перехід і у анодному колі будуть однакові, тобто, $I_A = I_{П1} = I_{П2} = I_{П3}$.

Замінив струми переходів струмом I_A одержимо

$$I_A = M\alpha_1 I_A + M\alpha_2 I_A + MI_0, \text{ або}$$

$$I_A = MI_0 / [1 - M(\alpha_1 + \alpha_2)].$$

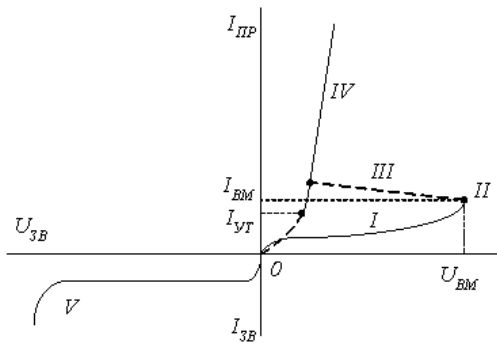


Рис. 6.3

При малих струмах через структуру $M(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$ і струм $I_A = MI_0$. По мірі збільшення напруги U_{AK} зростає пряме зміщення переходів П1 і П3, що приводить до збільшення струму через перехід П2. Це в свою чергу спричиняє збільшенню коефіцієнтів α_1 і α_2 , а отже додаткове збільшення струму через перехід П2 і так далі. Таким чином, у чотиришарові структурі за рахунок внутрішнього додатного зворотного зв'язку розвивається регенеративний процес. Збільшення щільності струму через перехід П2 спричиняє рекомбінацію носіїв струму (дірок і електронів) з іонами переходу, в результаті чого перехід П2 зміщується у прямому напрямку. В даному разі струм через прилад різко зростає і для його обмеження в зовнішнє коло вмикають резистор R_A . Падіння напруги на тиристорі визначається в основному опором найбільш високоомної бази n_1 . Вольт-амперна характеристика диністора (або тиристора в разі $I_{KE} = 0$) приведена на рис. 6.3. На ній можна виділити п'ять характерних ділянок.

I. Збільшення напруги U_{AK} викликає збільшення струму I_A , залишаючись сумірним із зворотним струмом закритого переходу П2.

II. З досягненням напруги $U_{AK} = U_{BM}$, якій відповідає струм вмикання I_{BM} , вираз $M(\alpha_1 + \alpha_2) = 1$, що відповідає початку зміщення переходу П2 у прямому напрямку.

III. Струм через перехід П2 (і через прилад в цілому) різко зростає, наступає насичення переходу П2 і зменшення його опору (ділянка від'ємного опору).

IV. Струм через структуру обмежується тільки зовнішнім опором R_A , а падіння напруги на тиристорі залежить від опору бази n_1 і величини анодного струму I_A .

V. В разі зворотної напруги переходи П1 і П3 зміщуються у зворотному напрямку, а перехід П2 – у прямому. При відповідній величині $U_{ЗВ}$ настає тепловий пробій структури.

При зменшенні струму, що проходить через перехід П2, до величини, при якій компенсація потенціального бар'єру виявляється недостатньою, процес розвивається у зворотному напрямку – перехід П2 зміщується у зворотному напрямку і його струм спадає до нуля, тобто, тиристор закривається. Струм, при якому починається процес відновлення замикаючої дії переходу П2 називається струмом утримання $I_{УТ}$.

Режим роботи тиристора за умови $I_{КЕ} \neq 0$. Напруга прикладена у коло керування збільшує пряме зміщення переходу П3 (збільшує коефіцієнт α_2) і відповідно збільшує струм з емітера n_2 в базу p_2 і через перехід П2. Притік додаткової кількості електронів через перехід П2 у базу n_1 спричиняє пониженню потенційного бар'єру П1 і збільшенню коефіцієнту α_1 .

В результаті цього в тиристорі настає регенеративний процес і він переходить у відкритий стан. Величина напруги перемикання (рис. 6.4) зменшується по мірі збільшення струму керуючого електроду $I_{КЕ}$. При відповідній величині струму $I_{КЕ}$, який називається струмом спрямління $I_{КЕСП}$, пряма гілка ВАХ вироджується у криву аналогічну прямій гілці ВАХ звичайного діоду.

Після відпирання тиристора керуючий електрод втрачає свої керуючі

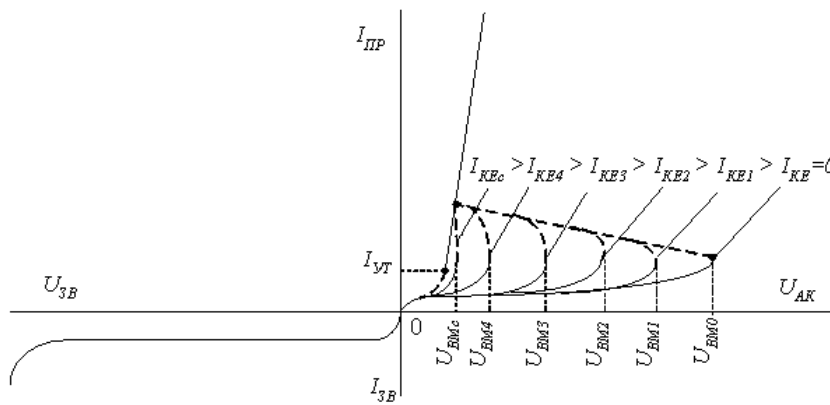


Рис. 6.4

властивості. В
наслідок цього
відпирання
тиристорів
здійснюється
короткими
імпульсами, що
забезпечує їм
великий коефіцієнт

підсилення за потужністю ($10^4 \div 10^5$).

Основні параметри тиристорів: максимально допустиме значення середнього струму через тиристор; імпульсна напруга у провідному стані; анодний струм вмикання I_{BM} ; повторна пряма імпульсна напруга у закритому стані; повторна зворотна імпульсна напруга; струм утримання I_{UT} – мінімальний анодний струм, при якому підтримується провідний стан тиристора; постійний відмикаючий струм керуючого електроду; постійна відмикаюча напруга керуючого електроду; час вмикання t_{BM} ; час вимикання t_{BIM} ; допустима швидкість зростання прямої напруги dU_A / dt ; допустима швидкість зростання анодного струму dI_A / dt .

6.2. БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ З ІЗОЛЬОВАНИМ ЗАТВОРОМ (IGBT-транзистори)

6.2.1. Загальні відомості про IGBT транзистори

Біполярні транзистори з ізольованим затвором (БТІЗ) або IGBT транзистори (Insulated Gate Bipolar Transistor) являються новим типом активних приладів, які розроблені в середині 80-х років прошлого століття. IGBT- транзистор представляє собою біполярний р-п-р транзистор, керуєми польовим (МОН) транзистором з індукованим каналом. Його вхідні характеристики подібні вхідним характеристикам польового транзистора, а вихідні - характеристикам біполярного транзистора.

IGBT поєднує переваги двох основних видів транзисторів:

- високий вхідний опір, низький рівень потужності управління, висока швидкість комутації - від польових транзисторів з ізольованим затвором;
- низьке значення залишкової напруги у включеному стані - від біполярних транзисторів.

У ввімкненому стані при струмах у сотні ампер падіння напруги на IGBT транзисторах складає $1,5 \div 3,5$ В.

За швидкодією вони значно переважають біполярні транзистори, але уступають МОН транзисторам. Типові значення часу розсмоктування накопиченого заряду і спадання струму при виключенні IGBT знаходяться відповідно в межах 0,2-0,4 і 0,2-1,5 мкс.

З іншого боку, МОН транзистори з номінальними напругами до 500 В мають нижчі значення напруг у включеному стані, ніж IGBT, і залишаються на тепер неперевершеними в цьому відношенні в області низьких робочих напруг і комутуємих струмів до 50 А.

Крім того, в IGBT транзисторах втрати зростають пропорційно струму, а не квадрату струму, як у польових транзисторів.

IGBT-транзистори використовують в якості потужних ключів.

В даний час комутована напруга IGBT транзисторів досягає 4500 В і струми до 1800 А, а частота комутації до 50 кГц.

6.2.2. Структура IGBT-транзистора

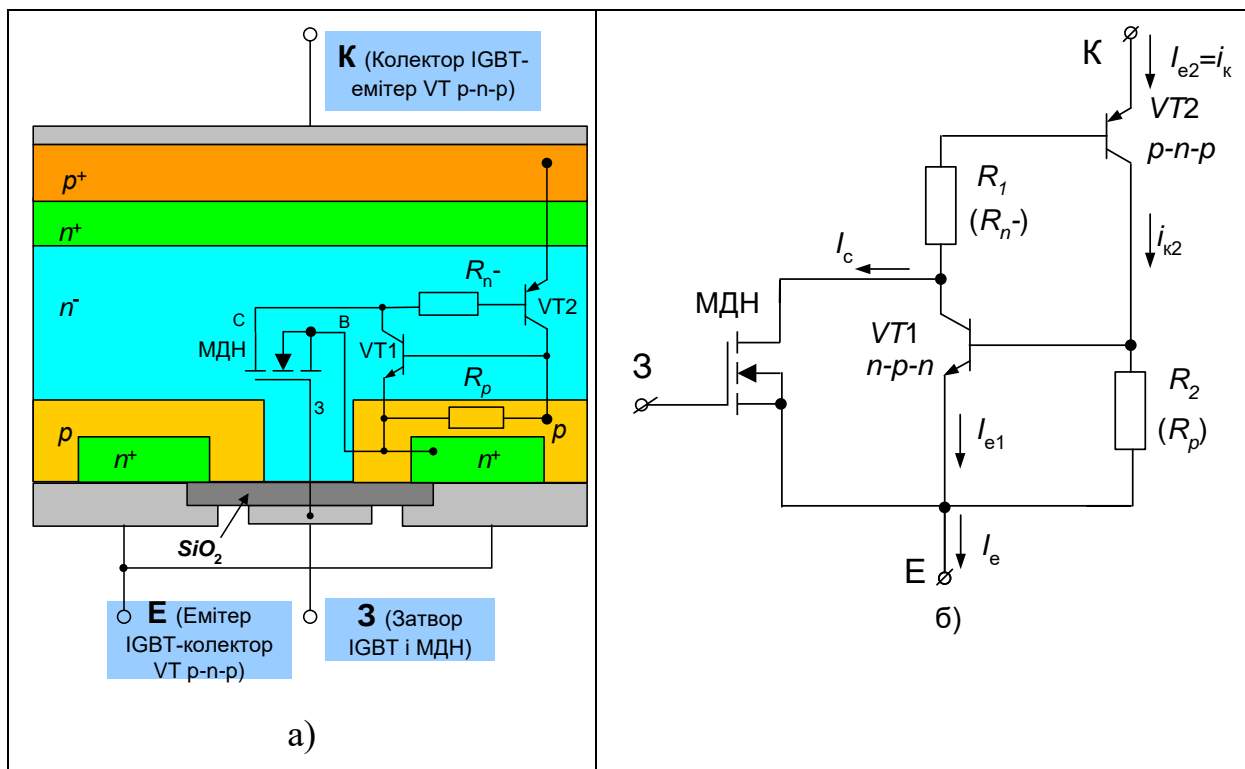


Рис. 6.5. Біполярний транзистор з ізолюваним затвором БТІЗ (IGBT):
 а) структура біполярного транзистора з ізолюваним затвором (IGBT);
 б) схематичне представлення IGBT у вигляді МОН- і біполярного транзисторів.

Схематичний розріз структури IGBT транзистора планарного виконання показаний на рис.6.5, а, а схемне представлення - на рис. 6.5, б.

IGBT транзистор поєднує в своїй структурі два транзистора: біполярний р-п-р - VT2 (утворюючий силовий канал) і польовий МОН (утворюючий канал управління) і має три зовнішні виводи: емітер (Е), колектор (К) і затвор (З). З'єднання колектора VT2 і витоку МДН, бази VT2 і стоку МОН є внутрішніми.

Біполярний р-п-р транзистор утворений шарами р+ (емітер), п- (база), р (колектор); польовий - шарами п+ (витік), п- (стік) і металеву пластину (затвор). Шари р+ і р мають зовнішні виводи і є силовими виводами IGBT

транзистора, які називаються відповідно емітером (p^+) і колектором (p). Область p виконує функцію каналу керуючого МОН- транзистора, затвор якого виконаний з полікристалічного сіліція і ізолюваний від напівпровідника емітерної області шаром оксиду SiO_2 . У цій каналній p -області розміщені n^+ -зони, які виконують роль витока МОН-транзистора, а його стоком служить n -область. Затвор структури МОН-транзистора з'єднаний з виводом затвора IGBT транзистора.

В IGBT транзисторі, крім необхідного біполярного p - n - p транзистора, має місце ще і паразитний біполярний n - p - n транзистор VT1 (див. рис.6.5, а, б), утворений шарами

n - (колектор), n^+ (емітер) і p (база). Транзистори VT1 і VT2 утворюють тиристорну структуру. При великій швидкості переключення IGBT транзистора, або в разі протікання через нього короткого імпульсу струму великої амплітуди, структура тиристора може самовільно перейти у відкритий стан, тобто IGBT транзистор може втратити керуваність.

Додатковий буферний n^+ шар введений для виключення режимів роботи, характерних для тиристорів, коли виникає лавинний пробій. Буферний шар n^+ і широка базова область n - забезпечують зменшення коефіцієнта підсилення за струмом p - n - p транзистора, зниження падіння напруги у включеному стані і зменшення часу виключення IGBT транзистора.

З іншого боку, присутність цього шару значно зменшує замикаючу здатність IGBT при зворотному включенні.

6.2.3. Принцип роботи IGBT-транзистора

При подачі між затвором і емітером U_{ZE} та колектором і емітером U_{KE} напруги позитивної полярності, в слабо легованному шарі p створюється інверсний канал провідності, крізь який електрони від емітера (n^+) потрапляють в дрейфову зону (n^*) і надходять до p^+ області перед колектором (рис. 6.6). Переміщуючись в сильно леговану позитивну область, електрони створюють умови для інжектування дірок із p^+ зони в n^* зону.

Інжектвані дірки проходячи крізь дрейфову (n^-) зону будуть поступати до p зони емітера і потім безпосередньо в сам емітер IGBT транзистора.

За допомогою принципової схеми, зображеній на рис. 6.5, б це можна пояснити наступним чином. При подачі додатньої напруги до затвору МОН транзистора між його витоком і стоком утворюється електропровідний канал (рис.6.7), струм якого I_c поступає в базу транзистора VT2, що приводить до відпирання останнього. Через утворений провідний канал МОН транзистора відбувається з'єднання колектора транзистора VT2 з базою, що приводить до повного відкриття VT2 і відповідно IGBT транзистора.

У відкритому стані напруга між колектором і емітером IGBT транзистора дорівнює сумі напруги на емітерному переході транзистора VT2 і напруги між стоком і витоком (U_{CB}) МОН транзистора

$$U_{KE(IGBT)} = U_{EB(VT2)} + U_{CB(МОН)}.$$

Враховуючи, що струм стока МОН транзистора $I_{c(МОН)}$ є базовим струмом транзистора VT2 $I_{\beta(p-n-p)}$, можна визначити емітерний струм транзистора (VT2) і відповідно колекторний струм IGBT транзистора через струм стока МОН транзистора:

$$I_{k(IGBT)} = I_{E(p-n-p)} = I_{c(МОН)}(1 + \beta), \text{ де } I_{c(МОН)} = I_{\beta(p-n-p)}.$$

Враховуючи це, напругу на відкритому IGBT транзисторі можна представити сумою напруг на прямо зміщеному емітерному переході р-п-р транзистора (діодна складова) і на опорі n^- області R_{n^-} (омічна складова):

$$U_{KE(IGBT)} = U_{EB(VT2)} + I_{BRn^-} = U_{EB(VT2)} + I_{E(VT2)}R_{n^-} / (1 + \beta),$$

де R_{n^-} - опір МОН транзистора в структурі IGBT (опір епітаксiального шару n^-);

β - коефіцієнт підсилення за струмом р-п-р транзистора.

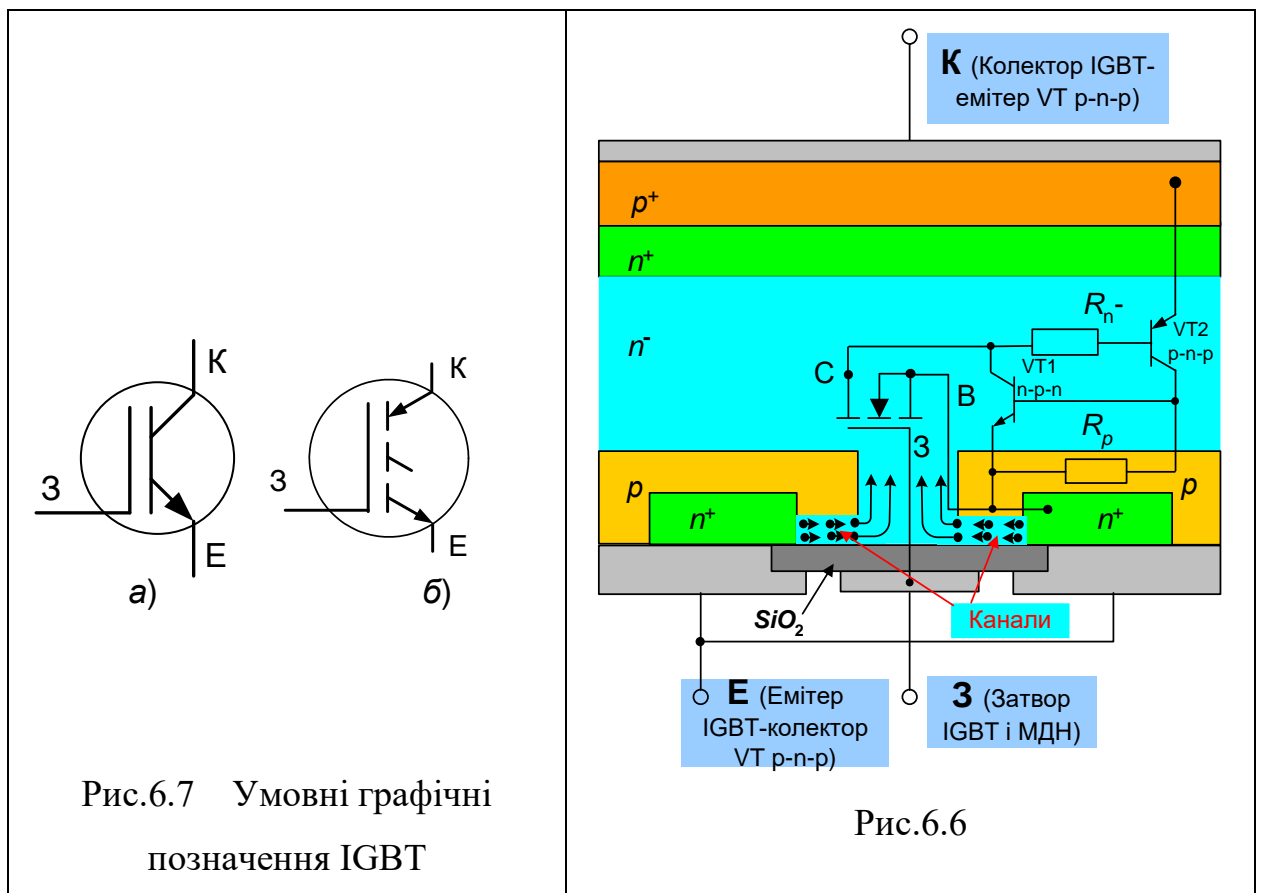
IGBT транзистори можуть працювати також у лінійному режимі, однак їх в основному використовують у ключовому режимі.

Умовно IGBT позначають одним із способів, зображених на рис.6.7, а-б.

6.2.4. Параметри і характеристики IGBT транзисторів

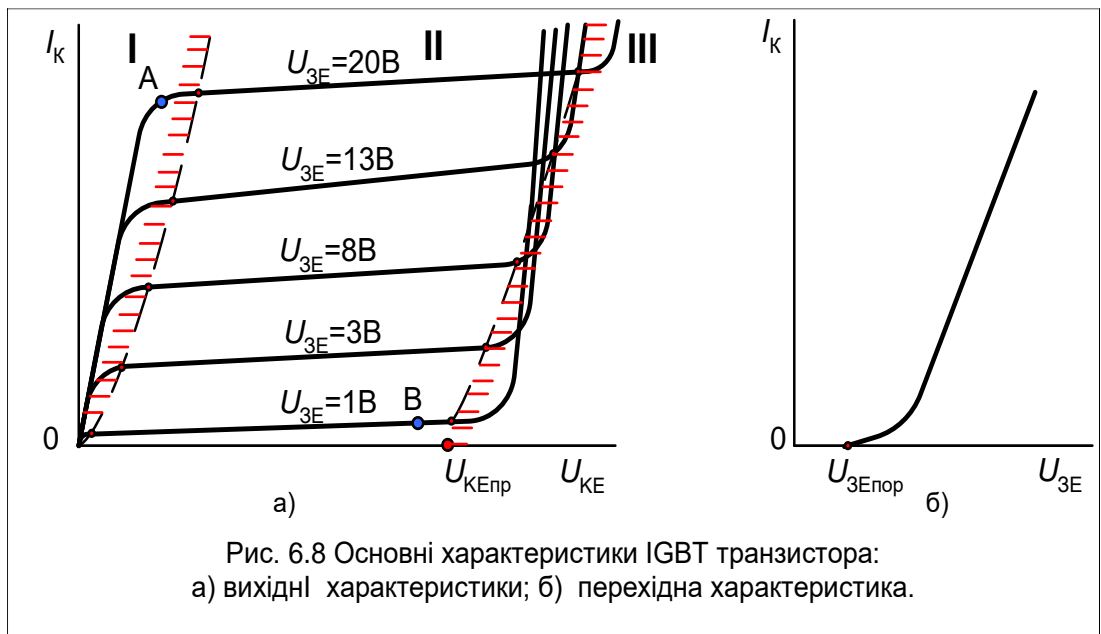
Основні характеристики IGBT транзистора (рис.6.8, а-б) схожі з характеристиками потужного МОН- транзистора, але мають більш круту область насичення.

За аналогією з вихідною характеристикою біполярних транзисторів,



вихідна характеристика IGBT також має 3 робочі зони:

- I. Область насичення, в яку БТІЗ переключється при відкриванні (точка *A* на рис. 6.8, *a*);
- II. Область підсилення, в якій використовується лише зона відсічки при запиранні даного транзистора (точка *B* на рис.6.8, *б*);
- III. Область лавинного пробою.



Основними недоліками біполярних транзисторів з ізольованим затвором є:

- більший час при закритті („хвіст” струму колектора) а ніж при відкритті, внаслідок зворотного збіднення дрейфової зони на електрони;
- необхідність використання додаткових ланцюгів перемикання при частотах більше 10-20 кГц та при номінальних струмах більше 100 А.

6.3. Загальні відомості про інтегральні мікросхеми

Інтегральна мікросхема (ІМС) – це виріб, що виконує відповідну функцію перетворення чи обробки сигналу, має високу щільність розташування, виконаних в одному технологічному процесі електрично з’єднаних елементів і розміщених в герметичному корпусі.

За способом виготовлення інтегральні мікросхеми поділяються на напівпровідникові і плівкові. Напівпровідникові мікросхеми – це мікросхеми, у яких інтегральні елементи (транзистори, діоди, резистори, конденсатори) виготовляються у поверхневому шарі напівпровідникової пластини. Плівкові мікросхеми – це мікросхеми, елементи якої виготовлені у вигляді різноманітних плівок, нанесених на діелектричну основу. На практиці

застосовуються також гібридні мікросхеми, які поєднують у собі обидва зазначені вище методи виготовлення. Вслід зазначити, що переважна більшість мікросхем виготовляються за напівпровідниковими інтегральними технологіями.

За кількістю елементів на кристалі напівпровідникового матеріалу (за ступенем інтеграції) інтегральні мікросхеми поділяються на:

інтегральна мікросхема малої ступені інтеграції, або просто інтегральна мікросхема (Integrated Circuit (IC)), в якій кількість інтегральних елементів не перевищує 10;

інтегральна мікросхема середнього ступеня інтеграції (Medium Scale Integration (MSI)), в якій кількість елементів не перевищує 10^2 ;

велика інтегральна мікросхема (Large Scale Integration (LSI)), яка містить до 10^5 елементів;

надвелика інтегральна мікросхема (Very Large Scale Integration (VLSI)), яка містить понад (10^5) елементів.

Інтегральна мікросхема, як і транзистор, резистор, конденсатор тощо, виготовляється як окремий виріб і також є елементом електронного пристрою. За масою і геометричними розмірами інтегральна мікросхема мало відрізняється від дискретних транзисторів і резисторів.

З іншого боку інтегральна мікросхема якісно новий вид електронних елементів. Якщо дискретні елементи можуть виконувати окремі елементарні операції обробки інформації тільки у сукупності з іншими елементами, у складі якогось пристрою, то інтегральні мікросхеми обробляють величезні потоки інформації за складними алгоритмами самостійно.

Незважаючи на те, що функціональна складність інтегральних мікросхем незмірно більша ніж у дискретних елементів, інші показники якості – маса, геометричні розміри, надійність, вартість тощо не тільки не гірші, а у деяких випадках навіть кращі за аналогічні показники дискретних елементів.

Під час проектування і виготовлення мікросхем віддається перевага активним елементам, у першу чергу транзисторам, над пасивними елементами

– резисторами і конденсаторами. Це пояснюється тим, що транзистори займають на кристалі значно меншу площу, ніж пасивні елементи, особливо зі значними номінальними значеннями, тому пасивні елементи замінюються активними скрізь, де для цього є найменша можливість. Цей принцип діаметрально протилежний принципу добору елементів у пристроях, побудованих на дискретних елементах, де намагаються мінімізувати кількість транзисторів, оскільки вартість дискретних транзисторів набагато більша вартості пасивних елементів.

Інтегральні елементи, розміщені поряд на кристалі напівпровідникового матеріалу, мають високу ступінь ідентичності характеристик, оскільки розміри інтегральних елементів становлять мікрометри і частки мікрометра, тому на таких відстанях електрофізичні властивості напівпровідникового матеріалу майже не змінюються. Крім того, параметри таких сусідніх елементів ідентично залежать від температури. Такі властивості інтегральних елементів дають змогу зменшити вплив розкиду параметрів елементів і зміни температури.

Характерною особливістю напівпровідникових інтегральних технологій є їх нездатність створювати індуктивні елементи і, особливо, трансформатори, тому під час розробки інтегральних мікросхем намагаються уникати використовувати індуктивності і реалізують потрібні функції без них. У більшості випадків це вдається.

Запитання для самоконтролю

1. Наведіть структуру і поясніть принцип роботи тиристора.
2. Приведіть вольт-амперну характеристику тиристора і поясніть її характерні ділянки. На якій з ділянок тиристор має від'ємний опір?
3. Поясніть, чому відпирання тиристора при подачі струму керування відбувається лавиноподібно.
4. Що таке струм вмикання ІВМ і струм утримання ІУТ тиристора?
5. Назвіть основні параметри тиристора.

6. Чому після включення тиристора відпадає необхідність в струмі керуючого електрода?
7. Поясніть роботу IGBT транзистора.
8. Що називається інтегральною мікросхемою?
9. Як класифікуються інтегральні мікросхеми за способом виготовлення?
10. Назвіть переваги інтегральних мікросхем.

Розділ 2. Аналогові електронні пристрої

Тема 2.1. Електронні підсилювачі

Лекція 7.

Загальні відомості, структурна схема і класифікація підсилювачів.

Основні параметри і характеристики підсилювачів. Принцип побудови і класи підсилення підсилювачів.

7.1. Загальні відомості і структурна схема підсилювача

Підсилювачем називається електронний пристрій, в якого малі зміни вхідної величини приводять до значно більшої зміни вихідної величини. Під вхідною і вихідною величинами розуміють напругу, струм і потужність. Перебільшення вихідної величини над вхідною відбувається за рахунок енергії джерела живлення.

Структура підсилювача наведена на рис.7.1.

З точки зору теорії електричних кіл підсилювач — це активний чотирьополіусник, що має два вхідних і два вихідних затискача (полюса) і характеризується вхідним $R_{ВХ}$ і вихідним $R_{ВИХ}$ опорами (імпедансами). До вхідних затискачів приєднується джерело вхідного сигналу, а до вихідних навантаження з опором $R_{Н}$.

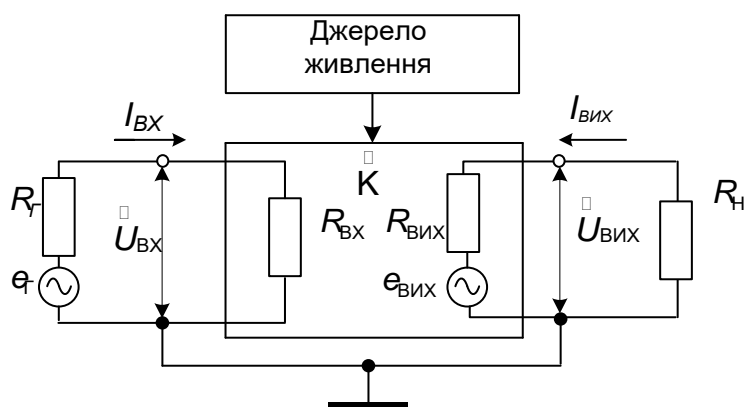


Рис. 7.1

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

Класифікація підсилювачів.

Підсилювачі класифікують за такими ознаками:

1. За видом підсилювального сигналу підсилювачі поділяють на:
 - підсилювачі напруги, якщо $R_{ВХ} \gg R_{Г}$, $R_{Н} \gg R_{ВІХ}$,
 - підсилювачі струму, якщо $R_{ВХ} \ll R_{Г}$, $R_{Н} \ll R_{ВІХ}$,
 - підсилювачі потужності, якщо $R_{ВХ} = R_{Г}$, $R_{Н} = R_{ВІХ}$.
2. За формою сигналу, що підсилюється, розрізняють:
 - підсилювачі гармонічних сигналів,
 - підсилювачі імпульсних сигналів,
 - підсилювачі постійного струму.
3. За шириною смуги частот пропускання розрізняють:
 - вибірні (вузькосмугові) підсилювачі $\frac{f_{В}}{f_{Н}} < 1,1$;
 - широкосмугові підсилювачі $\frac{f_{В}}{f_{Н}} > 1000$.
4. За способом зв'язку між джерелом вхідного сигналу, каскадами і навантаженням підсилювачі поділяються на:
 - підсилювачі з резистивним зв'язком,
 - підсилювачі з резистивно-ємнісним (RC) зв'язком,
 - з трансформаторним зв'язком,
 - з оптронним зв'язком.
5. За кількістю каскадів:
 - однокаскадні підсилювачі,
 - багатокаскадні підсилювачі.

Основні параметри і характеристики підсилювачів

Підсилювачі характеризуються наступними параметрами:

Коефіцієнт підсилення. У загальному випадку коефіцієнт підсилення є комплексною величиною і визначається відношенням вихідної величини до вхідної

$$\dot{K} = \frac{A_{\text{ВИХ}}}{A_{\text{ВХ}}} = \frac{A_{\text{ВИХ}} e^{j\varphi_{\text{ВИХ}}}}{A_{\text{ВХ}} e^{j\varphi_{\text{ВХ}}}} = K e^{j(\varphi_{\text{ВИХ}} - \varphi_{\text{ВХ}})} = K e^{j\varphi},$$

де K – модуль коефіцієнта підсилення;

$\varphi_{\text{ВИХ}}, \varphi_{\text{ВХ}}$ – фази вихідного та вхідного сигналів;

φ – зсув фаз між вихідним і вхідним сигналами.

Вхідною і вихідною величинами можуть бути напруга, струм або потужність. В залежності від цього виділяють коефіцієнти підсилення:

- за напругою $K_U = \frac{U_{\text{ВИХ}}}{U_{\text{ВХ}}}$;
- за струмом $K_I = \frac{I_{\text{ВИХ}}}{I_{\text{ВХ}}}$;
- за потужністю $K_P = \frac{P_{\text{ВИХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВИХ}} I_{\text{ВИХ}}}{U_{\text{ВХ}} I_{\text{ВХ}}} = K_U K_I$.

Коефіцієнт підсилення за потужністю завжди дійсне число.

Коефіцієнти підсилення представляють ще у логарифмічних одиницях – децибелах (дБ).

$$K_U(\text{дБ}) = 20(\lg K_U); \quad K_I(\text{дБ}) = 20(\lg K_I); \quad K_P(\text{дБ}) = 10(\lg K_P).$$

Вхідний опір. Вхідний опір - це опір між вхідними затискачами підсилювача і визначається відношенням діючого значення напруги на вході підсилювача до діючого значення вхідного струму $R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}}$.

Вихідний опір. $R_{\text{ВИХ}}$ - опір між вихідними клемми підсилювача при відімкненому опорі навантаження.

Вихідна потужність. Вихідна потужність – це активна (часто називають корисною) потужність навантаження. За активним характером опору навантаження $R_{\text{Н}}$, вихідну потужність підсилювача можна визначити за виразом:

$$P_{\text{ВИХ}} = \frac{U_{\text{ВИХ}}^2}{R_{\text{Н}}} = I_{\text{ВИХ}}^2 R_{\text{Н}},$$

де $U_{\text{ВИХ}}, I_{\text{ВИХ}}$ – діючі значення вихідної напруги і вихідного струму підсилювача.

Збільшення вихідної потужності підсилювачів обмежено спотвореннями форми вхідного сигналу через нелінійність підсилюючих елементів. Тому підсилювач характеризують максимальною потужністю за

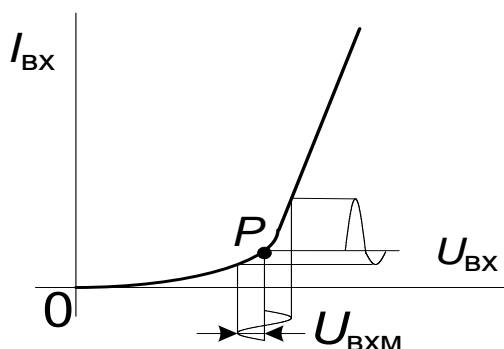


Рис. 7.2

умови, що спотворення сигналу не перевищують допустиму величину. Цю потужність називають номінальною.

Коефіцієнт корисної дії (к.к.д.).

$$\eta = \frac{P_{ВИХ}}{P_0}, \text{ де } P_0 - \text{ загальна}$$

потужність, що відбирається від джерела живлення.

Коефіцієнт частотних спотворень. $M_f = \frac{K_{max}}{K_f}$, де K_{max} – максимальний коефіцієнт підсилення, K_f – коефіцієнт підсилення на частоті f .

Коефіцієнт нелінійних спотворень (коефіцієнт гармонік). Причиною нелінійних спотворень підсилюючих сигналів є нелінійний характер вхідних і вихідних характеристик транзисторів. Наприклад, якщо вхідний синусоїдальний сигнал викликає зміну вхідного струму транзистора такою, що відрізняється від синусоїдальної (рис. 7.2), то форма вихідного струму, а також і напруги будуть також відрізнятися від синусоїдальної.

Відомо, що будь-яку несинусоїдальну періодичну функцію можна подати сумою гармонічних коливань основної частоти і вищих гармонік (теорема Фур'є). Міру нелінійних спотворень оцінюють коефіцієнтом гармонік (коефіцієнтом нелінійних спотворень)

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_i^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \cdot 100, [\%]$$

де U_i – діючі (або амплітудні) значення окремих гармонік, що мають місце в навантаженні підсилювача;

U_1 – діюче значення напруги першої гармоніки.

Амплітудна характеристика. Амплітудна характеристика підсилювача відображає залежність амплітуди вихідної напруги від амплітудного значення вхідної напруги на деякій постійній частоті (рис. 7.3, а) $U_{m\text{ВИХ}} = \varphi(U_{m\text{ВХ}})|_{f=\text{const}}$. Амплітудна характеристика ідеального підсилювача є пряма лінія, яка проходить через початок координат, а амплітудна характеристика реального підсилювача співпадає з ідеальною тільки на відрізку *аб* (рис. 7.3, а). При більших вхідних напругах $U_{m\text{ВХ}} > U_{m\text{ВХМАКС}}$ вихідна напруга підсилювача перестає зростати. Це пов'язано з тим, що робоча точка транзистора попадає в область насичення або відсічки, де транзистор не володіє підсиленням.

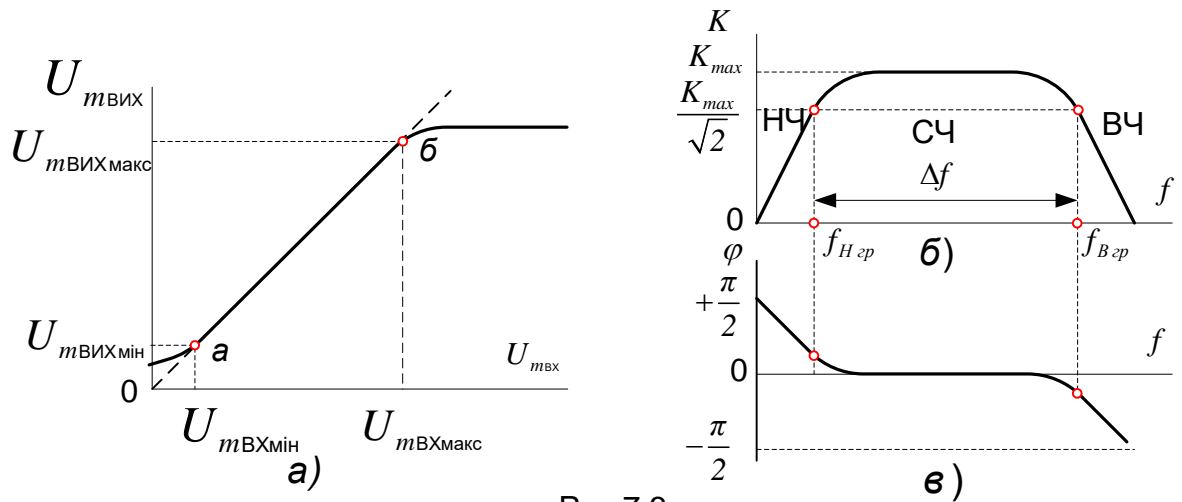


Рис.7.3

При малих вхідних напругах $U_{m\text{ВХ}} < U_{m\text{ВХмін}}$ вихідна напруга підсилювача залишається практично незмінною і рівною $U_{m\text{ВИХмін}}$, яка є напругою власних шумів та завад підсилювача. Власні шуми підсилювача зумовлені різними спотвореннями і наводками, а також несталістю електричних процесів у часі в компонентах схеми. За допомогою підсилювача неможливо підсилювати сигнали з амплітудою $U_{m\text{ВХ}} < U_{m\text{ВХмін}}$, оскільки

підсилений сигнал неможливо виділити на фоні власних шумів підсилювача. Відношення $U_{m_{\text{Вихмін}}}/K_{U_{\text{max}}}$ визначає чутливість підсилювача - рівень мінімальних вхідних напруг, які може підсилювати підсилювач. Відношення $D = \frac{U_{\text{ВхmМАКС}}}{U_{\text{ВхmМІН}}}$ називається динамічним діапазоном підсилювача. Таким чином, реальний підсилювач без спотворень може підсилювати сигнали напругою не менше ніж $U_{\text{Вх мін}}$ і не більше ніж $U_{\text{Вх макс}}$. Динамічний діапазон амплітуд виражають ще у децибелах:

$$D[\text{дБ}] = 20 \lg \frac{U_{\text{Вх макс}}}{U_{\text{Вх мін}}}.$$

Амплітудно-частотна (АЧХ) і фазочастотна (ФЧХ) характеристики.

АЧХ – це залежність коефіцієнта підсилення підсилювача від частоти при сталій величині амплітуди вхідної напруги $K = \varphi(f)|_{U_{\text{Вхm}}=\text{const}}$ (рис. 7.2, б). Через присутність у схемі підсилювача реактивних елементів і залежності властивостей транзистора від частоти коефіцієнт підсилення підсилювача має різні значення на різних частотах. Це явище називається частотними спотвореннями підсилювача. Частотні спотворення характеризуються коефіцієнтом частотних спотворень $M_f = \frac{K_{\text{max}}}{K_f}$. Частоти, на яких максимальний коефіцієнт підсилення зменшується в $\sqrt{2}$ разів $K(f)_{\text{ГР}} = \frac{K_m}{\sqrt{2}} = 0,707K_m$, називаються нижньою $f_{\text{Н гр}}$ і верхньою $f_{\text{В гр}}$ граничними частотами, а їх різниця $\Delta f = f_{\text{В гр}} - f_{\text{Н гр}}$ – смугою пропускання підсилювача (рис. 7.2, б).

ФЧХ показує залежність фазових зсувів вихідної напруги підсилювача відносно вхідної від частоти. Причиною фазових зсувів, як і частотних спотворень, є наявність у схемі реактивних елементів.

Для багатокаскадних підсилювачів загальний коефіцієнта підсилення за напругою дорівнює добутку коефіцієнтів підсилення окремих каскадів:

$$K_u = K_{u_1} \cdot K_{u_2} \cdot \dots \cdot K_{u_n}.$$

Якщо коефіцієнт підсилення кожного каскаду виражається в децибелах, то загальний коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача дорівнює сумі коефіцієнтів підсилення окремих каскадів

$$K_U(\text{ДБ}) = K_{U_1}(\text{ДБ}) + K_{U_2}(\text{ДБ}) + \dots + K_{U_n}(\text{ДБ}).$$

Номинальна вхідна напруга (чутливість). Це таке значення напруги вхідного сигналу, яке потрібно підвести до входу підсилювача, щоб одержати потрібну вихідну потужність в його навантаженні. Чим менше буде це значення напруги, тим більша чутливість підсилювача.

Для якісної роботи підсилювача необхідно, щоб коефіцієнт нелінійних спотворень M не перевищував допустимого значення. Часто допустиме значення коефіцієнта частотних спотворень приймають рівним $M = K_f / K_{\text{сп}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$, або в логарифмічних одиницях -3 дБ. Частоти f_H та f_B , на яких коефіцієнт частотних спотворень дорівнює допустимому, називаються нижньою і верхньою граничними частотами, а діапазон частот, у якому коефіцієнт частотних спотворень не перевищує допустимих значень, тобто $\Delta f = f_B - f_H$ називають **смугою пропускання підсилювача**.

Фазочастотна характеристика підсилювача (ФЧХ) – це залежність кута зсуву фази вихідного сигналу по відношенню до вхідного від частоти $\varphi = \psi(f)$ (рис 7.3, б). Додатні значення фазочастотної характеристики відповідають випередженню, а від’ємні - відставанню вихідного сигналу відносно вхідного. В граничних випадках $f \rightarrow 0$ і $f \rightarrow \infty$ кут зсуву прагне відповідно від $\frac{\pi}{2}$ до $\frac{-\pi}{2}$.

7.2. Принцип побудови і класи підсилення підсилювачів

У загальному випадку підсилювачі можуть складатися з декількох каскадів, число яких залежить від потрібного коефіцієнту підсилення K_U , K_I чи K_P . В залежності від призначення підсилювальні каскади поділяються на каскади попереднього підсилення і вихідні каскади. Каскади попереднього підсилення, як правило, виконують підсилення вхідних сигналів за напругою,

а вихідні каскади – за струмом чи потужністю. Незалежно від призначення, принцип побудови основних кіл підсилювальних каскадів однаковий.

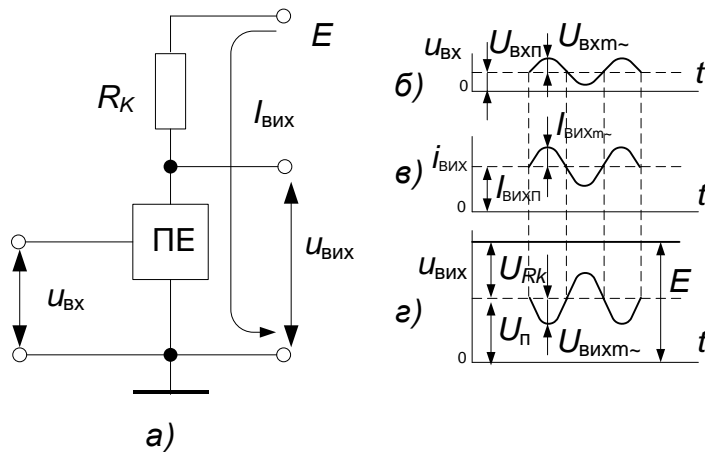


Рис.7.4

Основними елементами каскаду є підсилювальний елемент (ПЕ), функцію якого виконує біполярний або польовий транзистор, і резистор R (рис. 7.4,а). Спільно з джерелом напруги E ці елементи утворюють

вихідне коло каскаду.

Принцип підсилення зводиться до того, що у колі, до якого входить активний елемент (транзистор), встановлюються відповідні постійні (вхідний і вихідний) струми. Такий режим роботи називають *статичним*. Він характеризується постійним падінням напруги на елементах, що входять до складу підсилювача. При подачі до входу сигналу змінного струму $u_{вх}$ струм у колах підсилювача починає змінюватись у відповідності з поданим сигналом. Цей змінний струм визиває на елементах схеми (ПЕ і R_k) падіння змінної напруги.

Принцип підсилення полягає в перетворенні енергії джерела постійної напруги E у вихідну енергію за рахунок зміни опору підсилювального елемента за законом, який задається формою вхідного сигналу. Оскільки ПЕ (транзистор) проводить струм тільки в одному напрямі, то через вихідне коло буде протікати струм лише однієї полярності. Для підсилення змінного струму необхідно спочатку задати постійний сигнал зміщення $U_{вхп}$ (рис.7.4,б), який забезпечить протікання у вихідному колі постійного струму $I_{вихп}$ (рис.7.4,в) і, відповідно, постійну напругу на виході ПЕ (рис.7.4,г). Постійні складові струму і напруги визначають **режим спокою** підсилювального каскаду.

Для підсилення змінних струму і напруги їх амплітудні величини повинні бути меншими постійних величин, тобто $I_{\text{вихп}} \leq I_{\text{вихп}}$ і $U_{\text{вихп}} \leq U_{\text{п}}$. Якщо ці умови не будуть виконуватись, то струм у вихідному колі $I_{\text{вихп}}$ на окремих інтервалах буде дорівнювати нулю, що приведе до спотворення форми вихідного сигналу.

Режими (класи) роботи підсилювальних каскадів

У залежності від постійного струму і падіння напруги транзисторі, а також від величини змінного вхідного сигналу розрізняють наступні основні режими роботи (класи) підсилювачів: *A*, *B*, і *C*.

Основними характеристиками цих режимів являються нелінійні спотворення та коефіцієнт корисної дії (ККД).

Клас А – це режим роботи транзистора, при якому струм у вихідному колі $I_{\text{вих}}$ протікає на протязі всього періоду вхідного сигналу. На рис. 7.5 приведена вихідна динамічна характеристика транзистора, на якій робоча точка *P*, що визначає стан спокою транзистора в класі А і схеми підсилювача в цілому за відсутністю вхідного сигналу, вибирається на середині динамічної

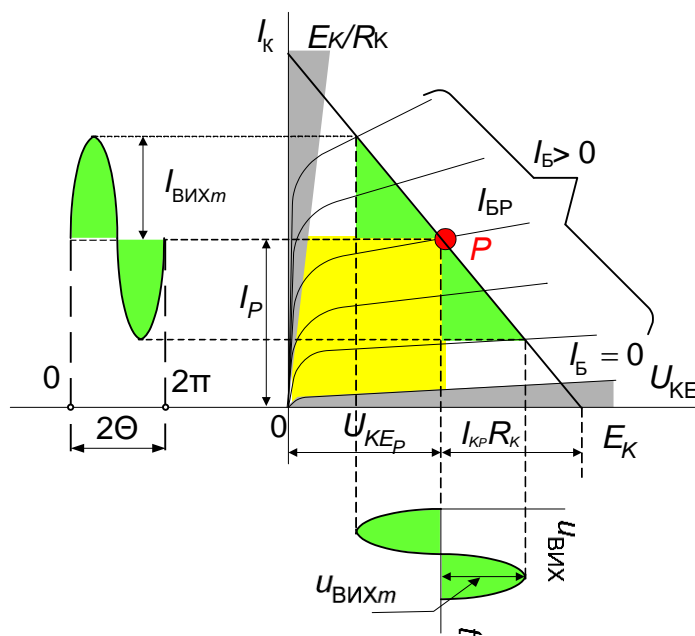


Рис. 7.5

характеристики. В даному режимі амплітуда змінної складової вихідного струму $I_{\text{вихп}}$ не може перевищувати струм спокою $I_{\text{р}}$. Струм через транзистор протікає на протязі всього періоду зміни вхідного сигналу, тобто 2π .

Довжина відкритого стану транзистора позначається 2Θ , де Θ називається кутом

відтинання. Кут Θ означає півперіод протікання змінної складової вихідного струму підсилювача. В класі А кут $\Theta = \pi$. Значення вхідної напруги у класі А

повинна бути такою, щоб робоча точка не виходила за межі лінійного відрізка характеристики.

Це забезпечить мінімальні нелінійні спотворення підсилювального сигналу, що є перевагою даного класу підсилення. Однак у режимі класу А буде низький коефіцієнт корисної дії.

Корисною потужністю є лише потужність у навантаженні від змінної складової вихідного сигналу, а споживана потужність підсилювача визначається як змінною, так і значно більшою постійною складовою. ККД підсилювача визначається відношенням вихідної потужності до потужності, що споживає підсилювач від джерела живлення. Вихідна потужність в навантаженні визначається добутком діючих значень змінних складових струму і напруги: $P_{\text{ВИХ}} = \frac{U_{\text{ВИХ}m}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{\text{ВИХ}m}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{\text{ВИХ}m} \cdot I_{\text{ВИХ}m}}{2}$, де $U_{\text{ВИХ}m}$ і $I_{\text{ВИХ}m}$ - відповідно амплітуди вихідних напруги і струму.

Споживана підсилювачем від джерела живлення потужність частково перетворюється у вихідну потужність, а частково перетворюється в теплоту, яка виділяється на транзисторі і резисторах схеми. Потужність, що виділяється на транзисторі дорівнює добутку постійних складових колекторної напруги і колекторного струму транзистора в режимі спокою:

$$P_0 = U_{\text{КЕР}} I_{\text{КР}}.$$

ККД, без врахування втрат на резисторах, буде визначатись

$$\eta = \frac{P_{\text{ВИХ}}}{P_0} = \frac{U_{\text{ВИХ}m} \cdot I_{\text{ВИХ}m}}{2U_{\text{КЕР}} I_{\text{КР}}}.$$

З рис. 7.5 видно, що амплітуди змінних складових вихідних напруги і струму в режимі класу А менше відповідних постійних складових, тобто $U_{\text{ВИХ}m} < U_{\text{КЕР}}$ і $I_{\text{ВИХ}m} < I_{\text{КР}}$.

Таким чином, ККД підсилювального каскаду в режимі класу А завжди менше 0,5, а з урахуванням втрат на резисторах схеми він складає 20 ÷ 30%. За цієї причини режим класу А використовується в малопотужних каскадах попереднього підсилення.

Клас В - це режим роботи транзистора, при якому струм через нього протікає на протязі половини періоду вхідного сигналу. В класі *B* робоча точка *P* вибирається таким чином, щоб базовий струм спокою практично дорівнював

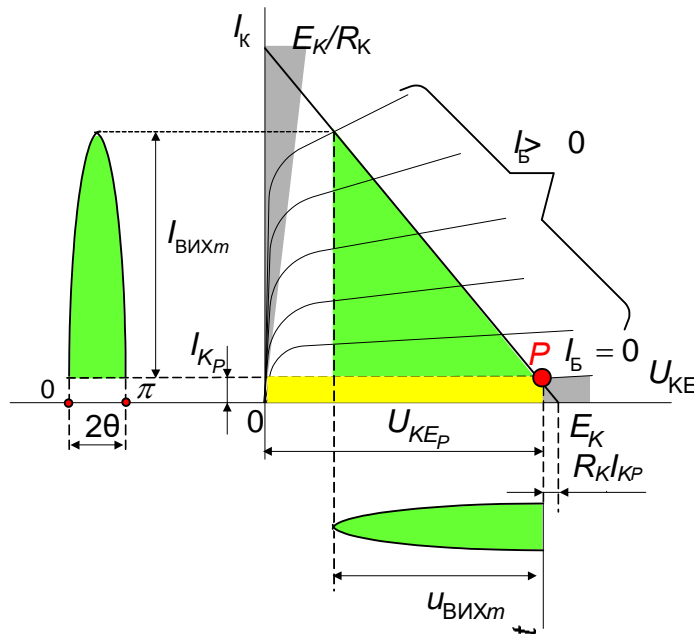


Рис. 7.6

нулеві, рис. 7.6. У такому режимі змінні складові струму і напруги виникають лише в один із півперіодів вхідного сигналу з кутом відтинання $\theta = \frac{\pi}{2}$.

Режим підсилювача в класі *B* характеризується високим коефіцієнт корисної дії (60 ÷ 65 %). Однак, оскільки відбувається

підсилення тільки одного із півперіодів вхідного сигналу, виникають його значні нелінійні спотворення. Такий режим роботи використовується в роботі двотактних підсилювачів потужності.

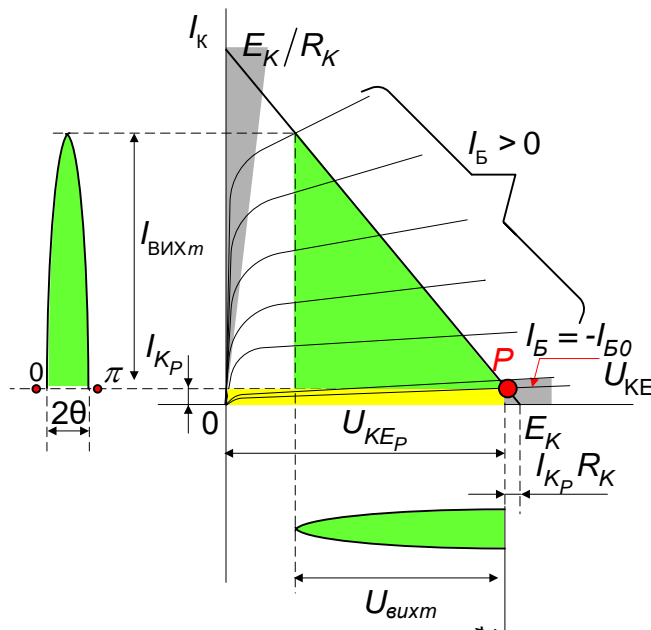


Рис. 7.7

Іноді використовують режим роботи підсилюючого каскаду проміжний між режимами класів *A* і *B*. Його називають режимом класу *AB*. Робоча точка в цьому випадку повинна знаходитись в інтервалі між її станами в режимах класів *A* і *B*.

Клас С - робоча точка спокою транзистора вибрана таким чином, що підсилення

відбувається тільки частини одного із півперіодів вхідного сигналу, тобто кут відтинання $\theta < \frac{\pi}{2}$ (рис. 7.7). Через значні спотворення вхідного сигналу такий режим роботи каскадів підсилення використовують в особливих випадках (наприклад, у схемах генераторів, потужних резонансних підсилювачах). Коефіцієнт корисної дії підсилювачів класу С досягає 90 %.

Запитання для самоконтролю

1. Наведіть структурну схему і поясніть принцип дії підсилювального каскаду. Якими коефіцієнтами підсилення він характеризується?
2. Наведіть класифікацію підсилювачів.
3. Охарактеризуйте основні параметри підсилювачів.
4. Поясніть амплітудну, амплітудно-частотну та фазочастотну характеристики підсилювача.
5. За рахунок яких факторів виникають спотворення сигналу в підсилювачах?
6. Дайте визначення коефіцієнту частотних (лінійних) спотворень і коефіцієнту нелінійних спотворень (коефіцієнту гармонік).
7. Якими повинні бути співвідношення між елементами структурної схеми підсилювача R_{Γ} , $R_{ВХ}$, $R_{Н}$ і $R_{Вих}$, щоб забезпечити максимальне підсилення за: а) напругою, б) струмом, в) потужністю?
8. Накресліть амплітудно-частотні характеристики підсилювачів широкосмугового, вибірного і постійного струму. Покажіть на них смуги пропускання.
9. Накресліть амплітудну характеристику реального лінійного підсилювача. Покажіть, як по ній визначається динамічний діапазон підсилювача.
10. Поясніть, що таке чутливість підсилювача і як вона визначається.
11. Чому дорівнює коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача?

12. Поясніть, як визначається i в яких одиницях вимірюється коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача .

13. Поясніть, як визначається режим класу А підсилювача. Які переваги і недоліки підсилювачів, що працюють в класі А?

14. Поясніть, де вибирається точка спокою на вихідній характеристиці підсилювача класу В. Що таке кут відтинання і чому він дорівнює у підсилювачів класу В?

15. Поясніть, де вибирається точка спокою на вихідній характеристиці підсилювача класу С. Чому дорівнює кут відтинання у підсилювачів класу С? Які недоліки і переваги підсилювачів класу С?

Тема: Підсилювачі з резистивно-ємнісними зв'язками

Лекція 8.

Вибір режиму спокою транзистора в підсилювачах класу А і його термостабілізація.

Каскад попереднього підсилення на БП транзисторі за схемою зі СЕ та його графоаналітичний метод аналізу

8.1. Вибір режиму спокою транзистора в підсилювачах класу А і його термостабілізація

Клас А є найбільш поширеним класом підсилювачів.

В підсилювачах на біполярних транзисторах використовують в

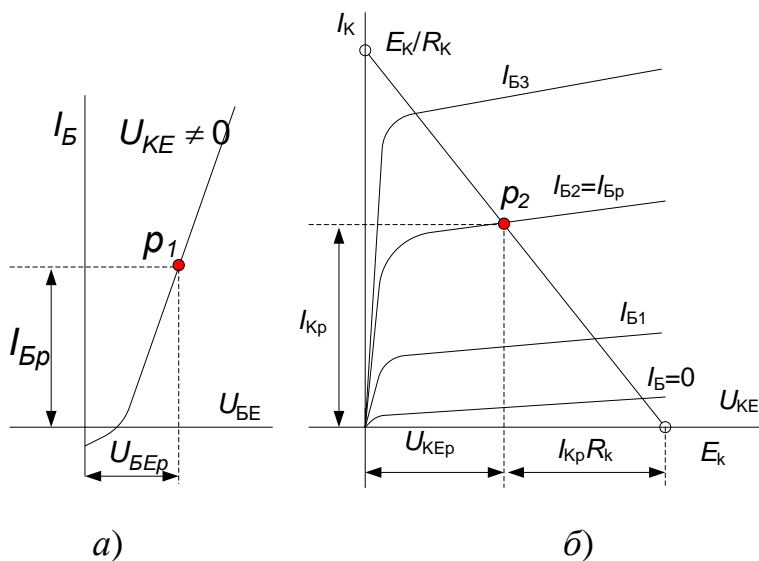


Рис. 8.1

основному схему включення зі СЕ, яка забезпечує підсилення за напругою, за струмом і має найбільший коефіцієнт підсилення за потужністю. Оскільки підсилювач живиться постійною напругою і транзистор має

односторонню провідність, то через нього може протікати струм тільки однієї полярності. Для отримання підсиленого сигналу змінного струму необхідно попередньо (при відсутності вхідного сигналу) задати режим підсилювача за постійним струмом (режим спокою), з таким розрахунком, щоб амплітудні значення вихідних напруги і струму були меншими ніж постійні величини напруги і струму в режимі спокою, тобто $U_{вихл} < U_p$, $I_{вихл} > I_p$. На рис. 8.1 приведені вхідна (а) і вихідна (б) динамічні характеристики транзистора включеного за схемою зі СЕ. Режим спокою транзистора (точка P_2 на рис.

8.1,б) задається або постійним вхідним струмом ($I_{БР}$), або постійною вхідною напругою ($U_{БЕР}$), як показано на рис. 8.1,а.

Існують три способи вибору режиму спокою транзистора. Розглянемо їх.

8.1.1. Вибір режиму спокою за допомогою допоміжного джерела напруги

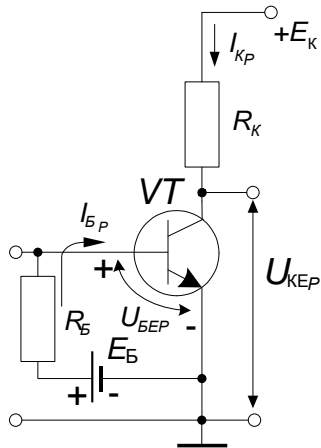


Рис. 8.2

На рис. 8.2 приведена схема, в якій задана величина напруги зміщення забезпечується джерелом напруги E_B , яке разом з опором R_B утворює коло зміщення. Для цієї схеми в режимі спокою зв'язок між струмом і напругою у вхідному колі визначається формулою

$$E_B = U_{БЕР} + I_{БР} R_B.$$

З цього рівняння визначимо необхідну величину опору R_B , який забезпечує задані параметри

$I_{БР}$ і $U_{БЕР}$:

$$R_B = \frac{E_B - U_{БЕР}}{I_{БР}}.$$

Недоліком вибору режиму спокою за допомогою допоміжного джерела напруги є те, що необхідно мати два джерела напруги E_B і E_K . З цієї причини він використовується дуже рідко.

На практиці зазвичай використовують одне джерело живлення E_K як для вихідного кола, так і для вхідного.

8.1.2. Вибір режиму спокою за допомогою фіксованого базового струму

З рис.8.1,а видно, що задати режим спокою на вхідній динамічній характеристиці (а відповідно і на вихідній) можна або базовим струмом ($I_{БР}$), або напругою між базою і емітером ($U_{БЕР}$).

Вибір режиму спокою за допомогою фіксованого базового струму забезпечується підключенням базового резистора R_B до джерела живлення E_K (рис.8.3). Величина базового резистора визначається з формули:

$$R_B = \frac{E_K - U_{БЕР}}{I_{БР}} \approx \frac{E_K}{I_{БР}}$$

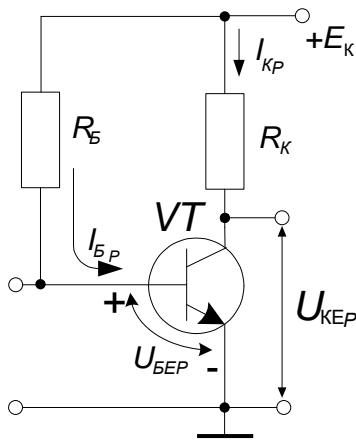


Рис. 8.3

Тут враховано, що $E_K \gg U_{БЕР}$.

Величина базового струму практично не залежить від параметрів транзистора і при їх зміні залишається фіксованою.

Даний спосіб вибору режиму спокою відзначається простотою забезпечення початкового стану робочої точки на навантажувальній прямій за допомогою єдиного джерела живлення E_K і економічністю.

Однак при виборі кін зміщення потрібно пам'ятати, що транзистори мають велику розбіжність параметрів і їх залежність від зміни температури. Розглянутий спосіб вибору режиму спокою не може забезпечити стабільність точки спокою транзистора при заміні транзистора (потрібно підбирати величину резистора R_B) і зміни температури навколишнього середовища (від температури залежить опір ділянки база-емітер транзистора VT), що є його вагомим недоліком. Такий спосіб забезпечення початкового місця робочої точки P на навантажувальній прямій придатний тільки за малих коливань температури транзистора (в межах $\pm 20^\circ \text{C}$).

8.1.3. Вибір режиму спокою за допомогою фіксованої базової напруги

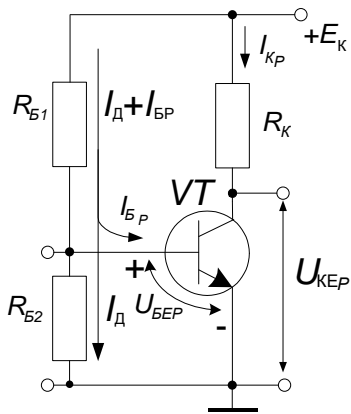


Рис. 8.4

Більш ефективною є схема вибору режиму спокою за допомогою фіксованої базової напруги, рис. 8.4. У ній напруга зміщення подається на базу транзистора від спільного джерела живлення E_K через дільник на опорах R_{B1} і R_{B2} . Падіння напруги на резисторі R_{B2} забезпечує напругу зміщення транзистора $U_{BEП} = R_{B2} \cdot I_D$. Опори резисторів дільника визначаються з

очевидних співвідношень:

$$R_{B1} = \frac{E_K - U_{BEП}}{I_D + I_{BП}}, \quad R_{B2} = \frac{U_{BEП}}{I_D},$$

де I_D – струм дільника, який вибирають у межах $(2 \div 5) I_{BП}$.

У даному випадку збільшується стабільність роботи підсилювача, оскільки зміна струмів у колах транзистора за різних причин мало впливає на величину $U_{BEП}$, що визначає початкове місце робочої точки P на навантажувальній прямій, тобто $U_{BEП} = R_{B2} \cdot I_D = const$.

Якщо нехтувати незначним внутрішнім опором джерела живлення E_K , то очевидно, що резистори R_{B1} і R_{B2} для змінної складової вхідного сигналу включені паралельно один одному і вхідному опору транзистора. Через це необхідно щоб виконувалась нерівність

$$R_B = \frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \gg R_{BXVT} \approx h_{11E}.$$

В іншому випадку еквівалентний опір дільника буде впливати на вхідний опір (зменшувати його) підсилювача.

Даний спосіб вибору режиму спокою є менш економічним, в порівнянні з фіксованим базовим струмом, оскільки в базовому дільнику тратиться додаткова енергія.

Незважаючи на наявні недоліки, така схема найбільш використовується у підсилювачах. Вона мало критична до заміни транзисторів, підтримує сталість положення точки спокою при зміні температури в межах $\pm 30^\circ \text{C}$.

8.1.4. Температурна стабілізація режиму спокою підсилювача

При виборі кіл зміщення слід пам'ятати, що транзистори мають два суттєвих недоліки. Перший пов'язаний з нелінійною залежністю струму колектора від керуючої напруги. Другий недолік полягає в тому, що параметри транзистора сильно залежать від температури. Є три основні причини, що впливають на зміну струму $I_{\text{КР}}$ під впливом температури.

При зростанні температури збільшується зворотний (тепловий) струм

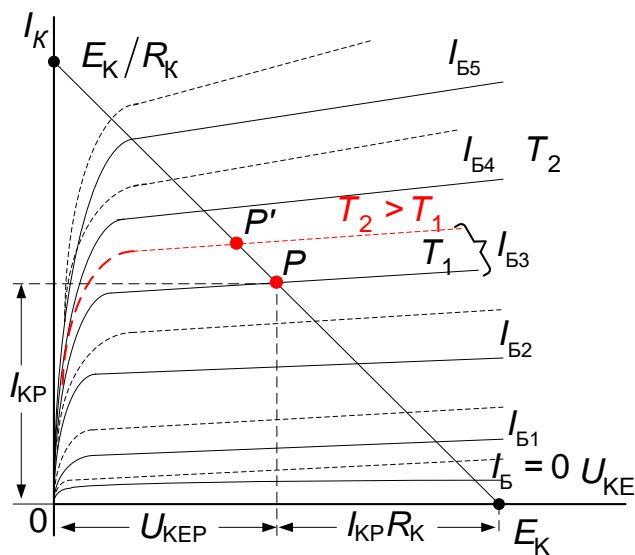


Рис. 8.5

колекторного переходу $I_{\text{КБО}}$, зменшується напруга між базою і емітером $U_{\text{БЕР}}$ і зростає коефіцієнт підсилення транзистора за струмом β . Це приводить до зміщення робочої точки P від свого початкового положення, що приводить до зміни вхідних і вихідних струмів транзистора і, як наслідок, зміщення робочої точки відносно

початкового стану (із стану P в стан P' , рис. 8.5) та збільшення нелінійних спотворень вихідної напруги. Через це побудова схем транзисторних підсилювачів вимагає прийняття заходів для стабілізації початкового положення робочої точки P на навантажувальній прямій.

Серед різних способів термостабілізації початкового стану робочої точки транзистора найбільшого поширення набув емітерний спосіб стабілізації.

В приведеній на рис. 8.6 схемі використовують від'ємний зворотний зв'язок за струмом, який забезпечує компенсацію нелінійних спотворень і термостабілізацію робочої точки. Елементом, що забезпечує ВЗЗ, є резистор в емітерному колі R_E . Якщо за будь-якої причини буде зрости колекторний струм I_{KP} , то це приведе до збільшення емітерного струму I_{EP} (тому що $I_{EP} \approx I_{KP}$) і зростанню напруги на резисторі R_E . Оскільки ця напруга направлена назустріч напрузі $R_{B2}I_D$, то це приведе до зменшення напруги між базою і емітером транзистора $U_{БЕР}$, яка дорівнює $U_{БЕР} = R_{B2}I_D - R_E \cdot I_{EP}$. Зменшення напруги $U_{БЕР}$ спричинить зменшення базового струму I_{BP} і відповідно колекторного струму, тому що $I_K = \beta I_B$. Таким чином, робоча точка P практично не зміститься з початкового положення, тобто відбудеться її стабілізація.

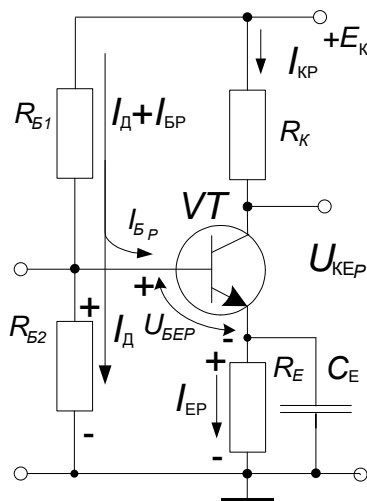


Рис. 8.6

Для того, щоб R_E не створював ВЗЗ для змінного сигналу і тим самим не зменшував коефіцієнту підсилення каскаду, паралельно йому включають конденсатор C_E , через який буде протікати змінний струм. Ємність цього конденсатора вибирають з розрахунку, щоб на нижній граничній частоті f_H підсилюючих сигналів його опір був значно меншим ніж опір R_E :

$$X_{C_E} = \left| \frac{1}{2\pi f_H C_E} \right| \ll R_E.$$

З цієї умови визначається величина ємності C_E

$$C_E \gg \frac{1}{2\pi f_H R_E}.$$

На практиці зазвичай вибирають

$$X_{C_E} = \left| \frac{1}{2\pi f_H C_E} \right| \leq \frac{R_E}{10 \div 20}.$$

Звідки
$$C_E \geq \frac{10 \div 20}{2\pi f_H R_E}.$$

Емітерний спосіб термостабілізації забезпечує роботу схеми при зміні температури в межах $\pm 60^\circ\text{C}$.

8.2. Каскад попереднього підсилення на БП транзисторі за схемою зі СЕ та його графоаналітичний метод аналізу

Найбільш поширеним підсилювальним каскадом на біполярному транзисторі є каскад зі спільним емітером (СЕ).

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

На рис. 8.7 приведена схема підсилювального каскаду зі СЕ на біполярному транзисторі *n-p-n* типу. У даній схемі режим спокою забезпечується фіксованою базовою напругою (резистори R_{B1} і R_{B2}) з емітерним способом термостабілізації робочої точки (з допомогою резистора R_E). Конденсатор C_E , як відзначалось раніше, шунтує резистор R_E за змінним струмом, виключаючи тим самим появу від'ємного зворотного зв'язку за змінною складовою і зменшення коефіцієнту підсилення каскаду. Конденсатори C_{P1} і C_{P2} являються розділовими. Конденсатор C_{P1} виключає

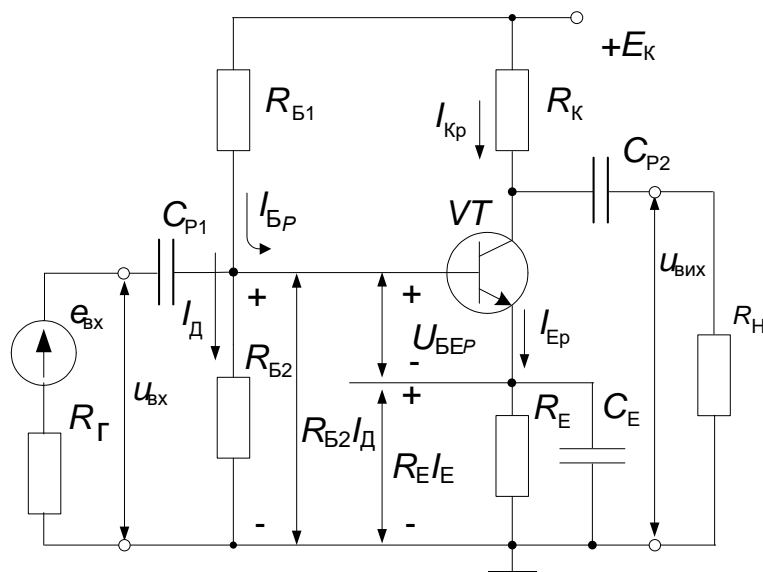


Рис. 8.7

шунтування вхідного кола каскаду колом джерела вхідного сигналу ($e_{Г}$) за постійним струмом, що дає змогу, по-перше, виключити протікання постійного струму через джерело вхідного сигналу по колу $E_K \rightarrow R_{B1} \rightarrow R_G$, що привело б до нагріву джерела вхідного сигналу і, по-друге, забезпечує

незалежність від внутрішнього опору цього джерела R_G напруги зміщення на базі транзистора $U_{BEП}$ в режимі спокою. Конденсатор C_{P2} забезпечує

пропускання в коло навантаження змінної складової вихідної напруги і затримання постійної складової.

До входу каскаду підключається джерело змінної напруги e_r з внутрішнім опором R_r , а до виходу опір навантаження R_H .

Принцип дії каскаду полягає в наступному. При наявності в схемі постійних складових струмів і напруг подача до входу каскаду змінної напруги приводить до появи змінної складової струму бази транзистора, і відповідно, змінної складової в колекторному струмі. За рахунок падіння напруги на резисторі R_K утворюється напруга на колекторі транзистора, яка через конденсатор C_{P2} передається до навантаження.

Краще усвідомити роботу підсилювача допоможе його графічний аналіз з використанням динамічних характеристик. Графічний процес підсилення

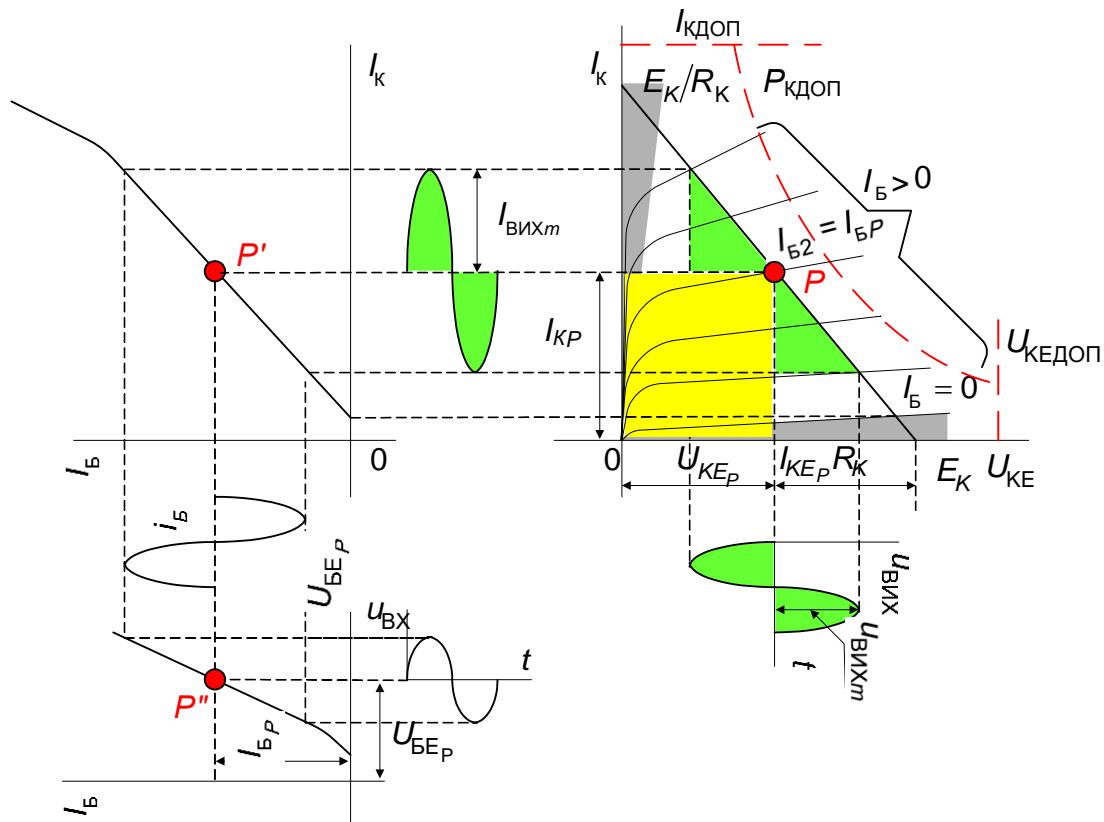


Рис. 8.8

синусоїдального сигналу показаний на рис. 8.8. У вихідному стані транзистор відкритий і перебуває в активній області (в класі А). Стан транзистора в режимі спокою (за постійним струмом) визначається точкою перетину P навантажувальної прямої, яка описується рівнянням $E_K = U_{KE} - I_K R_K$ і проведена

через точки E_K і E_K/R_K , зі статичною характеристикою відповідною $I_{БР}$ (рис. 8.8). Постійний колекторний струм $I_{КР}$, відповідний точці P , визначає постійну напругу між колектором і емітером $U_{КЕР}$.

Сигнал синусоїдальної форми $u_{вх}$, який надійде до входу схеми через розділовий конденсатор C_{P1} , визве зміну керуючої напруги $U_{БЕ}$. Під її дією відбудеться зміна струму бази і пропорційно йому струму колектора. Зміна струму колектора відносно струму спокою $I_{КР}$ від $(I_{КР}+I_{ВІХm})$ до $(I_{КР}-I_{ВІХm})$ приведе до коливання напруги на опорі R_K , і, відповідно, на колекторі транзистора.

Таким чином, коливання вхідного сигналу приводять до пропорційних коливань напруги між колектором і емітером $U_{КЕ}$ з амплітудою $U_{ВІХm} = I_{ВІХm}R_K$. Через конденсатор C_{P2} ці коливання поступають до виходу підсилювача.

Слід звернути увагу, що додатному півперіоду вхідної напруги, відповідає від'ємний півперіод вихідної напруги. Тобто, між вхідною і вихідною напругами існує зсув фаз, рівний 180^0 . Для одержання мінімальних спотворень вихідного сигналу потрібно по-перше, вибирати робочу точку P' на середині лінійної ділянки вхідної динамічної характеристики і, по-друге, діапазон зміни напруги вхідного сигналу повинен вкладається в лінійну ділянку вхідної динамічної характеристики транзистора.

Потужність, що передається до навантаження, дорівнює добутку діючих

$$\text{значень струму і напруги } P_{ВІХ} = \frac{I_{ВІХm}}{\sqrt{2}} \frac{U_{ВІХm}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{ВІХm}U_{ВІХm}}{2}.$$

Графічно на рис. 8.8 вихідна потужність дорівнює площі прямокутного трикутника (закрашеного зеленим кольором), один катет якого дорівнює амплітудному значенню вихідного струму $I_{ВІХm}$, а другий – амплітудному значенню вихідної напруги $U_{ВІХm}$:

$$P_{ВІХ} = \frac{I_{ВІХm}}{\sqrt{2}} \frac{U_{ВІХm}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{ВІХm}U_{ВІХm}}{2}.$$

Потужність, що споживається від джерела живлення колекторним колом транзистора дорівнює добутку струму і напруги в режимі спокою:

$$P_0 = I_{\text{КР}} U_{\text{КЕР}},$$

що графічно дорівнює площі прямокутника, закрашеного жовтим кольором.

Коефіцієнт корисної дії (к.к.д.) η визначається відношенням цих потужностей:

$$\eta = \frac{P_{\text{ВИХ}}}{P_0} = \frac{I_{\text{ВИХ}m} U_{\text{ВИХ}m}}{2I_{\text{КР}} U_{\text{КЕР}}} < 0,5,$$

тому, що $I_{\text{ВИХ}m} < I_{\text{КР}}$ і $U_{\text{ВИХ}m} < U_{\text{КЕР}}$.

З урахуванням втрат на базовому дільнику реальний к.к.д. складає 0,25÷0,35.

Запитання для самоконтролю

1. Поясніть, чому найбільш широко використовується підсилювач за схемою зі СЕ.
2. Поясніть, чому для підсилення змінного сигналу необхідно задавати режим роботи підсилювача за постійним струмом.
3. Наведіть вхідну і вихідну динамічні характеристики транзистора за схемою зі СЕ і покажіть на них де вибирається робоча точка в режимі спокою в класі А.
4. Які способи вибору точки спокою вам відомі? Назвіть їх.
5. Поясніть сутність вибору режиму спокою за допомогою додаткового джерела живлення. Чому він рідко використовується?
6. Наведіть і поясніть схему вибору режиму спокою за допомогою фіксованого базового струму. В чому його недоліки і які він має переваги?
7. Наведіть і поясніть схему вибору режиму спокою за допомогою фіксованої базової напруги. Які цей спосіб має переваги і які його недоліки?
8. Які недоліки транзисторів вам відомі, в чому вони полягають?
9. Поясніть, які параметри транзистора залежні від температури.

10. Поясніть сутність емітерного способу термостабілізації робочої точки підсилювача класу А.
11. Чи впливає ємність C_E на термостабілізацію робочої точки? Як розраховується її величина?
12. Наведіть схему і поясніть призначення елементів підсилювального каскаду на біполярному транзисторі зі СЕ.
13. Поясніть принцип дії підсилювального каскаду на біполярному транзисторі зі спільним емітером графічним методом.
14. Як отримати мінімальне спотворення вихідного сигналу в підсилювачі, що працює в класі А?
15. Поясніть, що таке к.к.д. підсилювача і як його можна визначити графічним способом.

Лекція 9.

Еквівалентні схеми заміщення підсилювачів. Визначення основних параметрів підсилювачів. Амплітудно-частотна характеристика підсилювача.

9.1. Схема заміщення каскаду підсилення за схемою зі СЕ

Важливими показниками підсилювального каскаду є його коефіцієнти підсилення за струмом K_I , напругою K_U і потужністю K_P , вхідний $R_{ВХ}$ і вихідний $R_{ВИХ}$ опори, коефіцієнти частотних спотворень, смуга пропускання, амплітудно-частотна і фазочастотна характеристики (АЧХ і ФЧХ).

Для визначення цих показників зручно використати еквівалентну схему підсилювача для змінного струму, враховуючи при цьому, що схема живиться ідеальним джерелом напруги з $r_{вн}=0$. Повна схема заміщення підсилювального каскаду зі СЕ, зображеного на рис. 8.7, приведена на рис. 9.1. У даній схемі транзистор представлений Т-подібною схемою заміщення у фізичних параметрах. Можна також використовувати схему заміщення транзистора в h - параметрах.

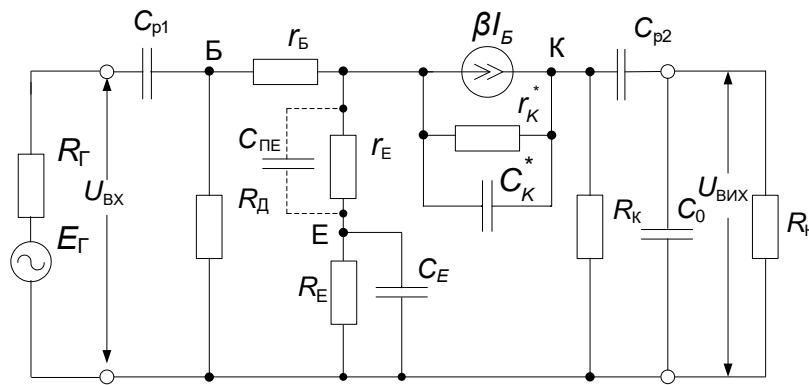


Рис. 9.1

Еквівалентна схема транзистора доповнена елементами підсилювального каскаду, генератором вхідного сигналу E_G з його внутрішнім опором R_G , опором

навантаження R_N і ємністю C_0 .

Ємність $C_0=C_M+C_N$, де C_M – ємність монтажу, а C_N – ємність навантаження.

$$R_D = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1}+R_{B2}} - \text{опір базового діляника для змінного струму.}$$

$r_K^* = \frac{r_K}{(1+\beta)}$ - опір між колектором і емітером транзистора.

$C_K^* = C_K(1 + \beta)$ - ємність між колектором і емітером.

C_{PE} – ємність емітерного переходу транзистора.

Через те, що ємність C_{PE} включена паралельно прямо зміщеному емітерному переходу, опір якого r_E дуже малий, то вона практично не впливає на процеси в схемі і нею можна нехтувати.

На еквівалентній схемі для змінного струму напрямки включення генератора струму залежать від миттєвого значення полярності вхідної напруги. Тому напрямки включення генератора струму, відображаючого наявність змінного сигналу, в один півперіод співпадає з напрямком включення генератора, що характеризує статичний режим, а в інший – протилежний йому.

При розгляді схем будемо рахувати, що вхідні сигнали синусоїдальні, а відповідні струми і напруги характеризуються їх діючими значеннями.

З еквівалентної схеми (рис. 9.1) видно, що частина конденсаторів включена послідовно, а частина паралельно з іншими елементами схеми, крім того вони відрізняються величинами ємностей.

У зв'язку з цим, можна незалежно досліджувати вплив елементів схеми на хід характеристик і параметри підсилювача в області низьких, середніх і високих частот. Відповідно на основі повної еквівалентної схеми можна скласти три еквівалентні схеми для відповідних діапазонів частот: низьких, середніх і високих (рис. 9.2, а, б, в).

Основні параметри підсилювачів визначають у діапазоні середніх частот. Опори розділових конденсаторів $X_{C_{P1}}$ і $X_{C_{P2}}$ на цих частотах значно менші в порівнянні з R_{BX} і R_H , а через те, що вони включені послідовно з резисторами, то їх опорами можна нехтувати.

Опори конденсаторів C_K^* і C_0 ($X_{C_K^*}$ і X_{C_0}) на середніх частотах ще значно більші ніж опори паралельно включених їм резисторів $X_{C_K^*} \gg r_k^*$ і $X_{C_0} \gg R_H$, а тому ними також можна нехтувати.

Таки чином, на середніх частотах еквівалентна схема буде мати вигляд зображений на рис. 9.2, а.

Визначимо основні параметри каскаду.

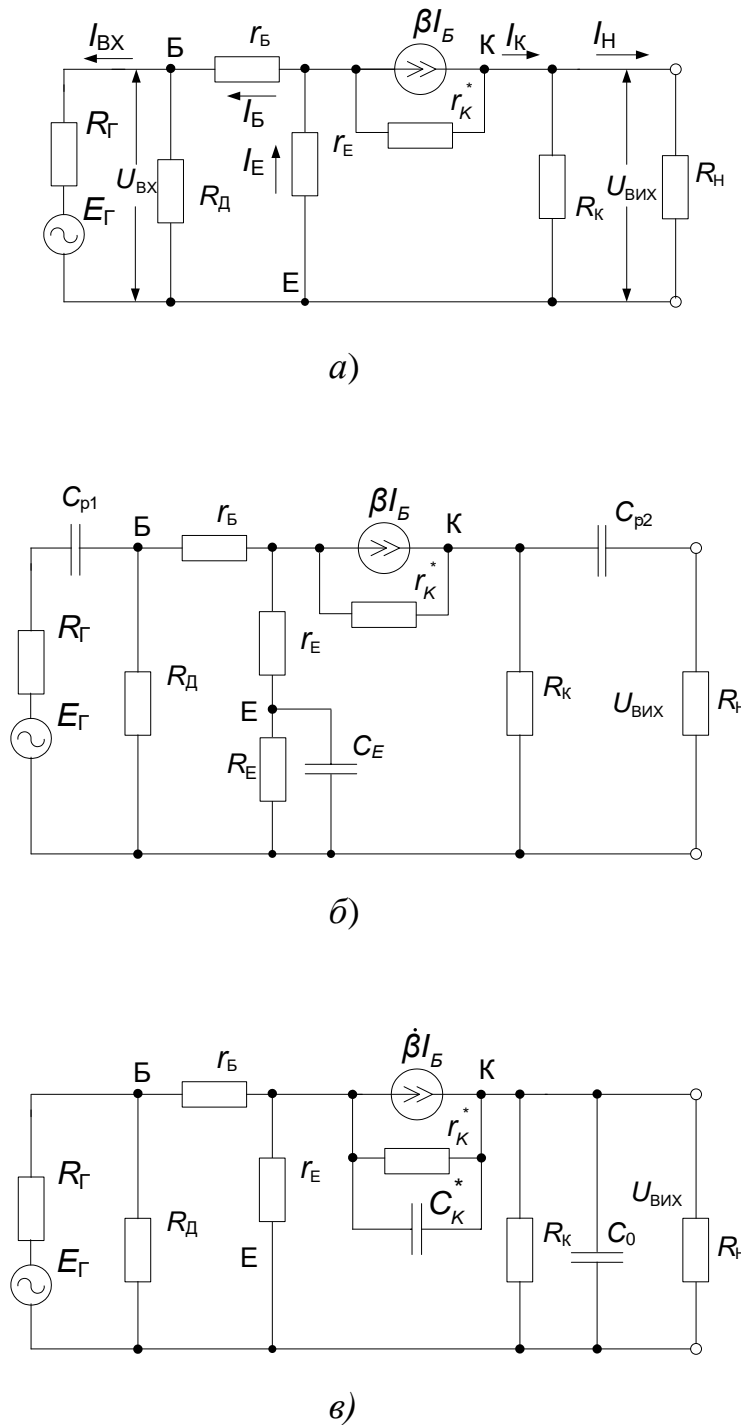


Рис. 9.2

1. Вхідний опір.

Вхідний опір підсилювача визначається паралельно підключеними опорами R_D і вхідним опором транзистора

$$r_{ВХ} = r_{Б} + (1 + \beta)r_{Е}.$$

$$R_{ВХ} = \frac{R_D \cdot [r_{Б} + (1 + \beta)r_{Е}]}{R_D + r_{Б} + (1 + \beta)r_{Е}}.$$

Оскільки $R_D \gg r_{Б} + (1 + \beta)r_{Е}$, то вхідний опір підсилювача $R_{ВХ} \approx r_{Б} + (1 + \beta)r_{Е}$.

2. Вихідний опір.

Вихідний опір визначається з боку вихідних затискачів при відключеному навантаженні і закороченому вході.

$$R_{ВИХ} = \frac{r_{К}^* \cdot R_{К}}{r_{К}^* + R_{К}}.$$

Оскільки $r_{К}^* \gg R_{К}$, то $R_{ВИХ} \approx R_{К}$.

3. Коефіцієнт підсилення за струмом.

Коефіцієнт підсилення каскаду за струмом визначається як

$$K_I = \frac{I_H}{I_{BX}} = \frac{\beta I_B \cdot R_K}{(R_K + R_H) I_{BX}} = \frac{\beta I_B \cdot R_K \cdot R_D}{(R_K + R_H) I_B (R_D + R_{BXVT})} = \frac{\beta \cdot R_K \cdot R_D}{(R_K + R_H) (R_D + R_{BXVT})} \approx \frac{\beta \cdot R_K}{(R_K + R_H)},$$

$$\text{де } I_B = \frac{I_{BX} R_D}{R_D + R_{BXVT}} \Rightarrow I_{BX} = I_B \frac{R_D + R_{BXVT}}{R_D}; \quad R_D \gg R_{BXVT}.$$

4. **Коефіцієнт підсилення за напругою.** Коефіцієнт підсилення за напругою $K_U = \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}}$ можна визначити, якщо врахувати, що $U_{ВИХ} =$

$$-I_{ВИХ} R_{НЕКВ}, \quad U_{ВХ} = I_{ВХ} R_{ВХ}.$$

Підставивши ці значення одержимо:

$$K_U = -\frac{I_{ВИХ} R_{НЕКВ}}{I_{ВХ} R_{ВХ}} = -K_I \frac{R_{НЕКВ}}{R_{ВХ}}, \quad (9.1)$$

де $R_{НЕКВ} = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H}$ - еквівалентний опір навантаження;

$$R_{ВХ} = \frac{R_D \cdot [r_B + (1 + \beta)r_E]}{R_D + r_B + (1 + \beta)r_E} \approx r_B + (1 + \beta)r_E, \quad \text{якщо врахувати, що}$$

$$R_D \gg r_B + (1 + \beta)r_E.$$

Знак «мінус» вказує на інвертування сигналу.

5. **Коефіцієнт підсилення за потужністю.** Коефіцієнт підсилення за

$$\text{потужністю визначається } K_P = \frac{P_{ВИХ}}{P_{ВХ}} = \frac{I_{ВИХ} U_{ВИХ}}{I_{ВХ} U_{ВХ}} = K_I K_U.$$

Таким чином, підсилювальний каскад зі спільним емітером:

- підсилює струм і напругу;
- має найбільший коефіцієнт підсилення за потужністю;
- вносить фазовий зсув на 180° в діапазоні середніх частот.

В області НЧ смуги пропускання при активному навантаженні зміна K_U і φ зумовлена наявністю в схемі конденсаторів C_{P1} , C_{P2} , C_E , а в області ВЧ $-C_K^*$ і ємністю C_0 . Це дозволяє досліджувати вплив цих елементів на АЧХ і ФЧХ незалежно для низьких і високих частот.

Розглянемо роботу підсилювача в області низьких частот (НЧ).

При зниженні частоти опори всіх конденсаторів $X_C = \frac{1}{\omega C}$ (рис. 9.1) зростають.

На НЧ ємностями C_K^* і C_0 можна нехтувати через те, що їх опори дуже великі і практично не впливають на еквівалентні опори $r_{КЕКВ}$ і $R_{НЕКВ}$. Еквівалентна схема для НЧ зображена на рис. 9.2, б. Внаслідок падіння напруги на

конденсаторі C_{P1} зменшується напруга сигналу на вході підсилювача, що приводить до зменшення сигналу на його виході. Конденсатор C_{P2} включений послідовно з опором навантаження і тому зростання його опору на НЧ приводить до зменшення вихідної напруги, а відповідно до зниження коефіцієнта підсилення. Зростання опору конденсатора C_E зі зменшенням частоти приводить до зменшення коефіцієнта підсилення через зростання від'ємного зворотного зв'язку за змінною складовою підсилювального сигналу.

Зменшення модуля коефіцієнта підсилення в області низьких частот K_{UH} характеризується коефіцієнтом частотних спотворень підсилювача, який визначається відношенням:

$$M_H = \left| \frac{K_{U0}}{K_{UH}} \right|,$$

де K_{U0} - коефіцієнт підсилення на середніх частотах (максимальний);

K_{UH} - коефіцієнт підсилення на низьких частотах.

Вплив конденсаторів C_{P1} , C_{P2} і C_E на коефіцієнт частотних спотворень M_H можна визначити окремо, використавши метод накладання. Якщо M_H виразити в децибелах, то загальна його величина буде дорівнювати сумі коефіцієнтів частотних спотворень за рахунок цих трьох ємностей. А якщо M_H представити у відносних одиницях, то його величина буде визначатись добутком $M_H = M_{HC_{P1}} M_{HC_{P2}} M_{HC_E}$. Розглянемо вплив C_{P1} на K_U . Для цього в знаменнику виразу (9.1) до вхідного опору додаємо опір конденсатора $X_{C_{P1}} = \frac{1}{j\omega C_{P1}}$. На низьких

частотах коефіцієнт підсилення буде визначатися

$$K_{UH} = -K_I \frac{R_{HEKB}}{R_{BX} + \frac{1}{j\omega C_{P1}}}.$$

Коефіцієнт частотних спотворень

$$M_H = \frac{K_{U0}}{K_{UH}} = \frac{-K_I \frac{R_{HEKB}}{R_{BX}}}{\left(-K_I \frac{R_{HEKB}}{R_{BX} + \frac{1}{j\omega C_{P1}}} \right)} =$$

$$= 1 + \frac{1}{(j\omega_H C_{P1} R_{BX})} = 1 + \frac{1}{(j\omega_H \tau_{HC_{P1}})},$$

де $\tau_{HC_{P1}} = C_{P1} R_{BX}$ - стала часу вхідного кола підсилювача.

Взяв модуль цього відношення, одержимо:

$$M_{HC_{P1}} = \sqrt{1 + \left[\frac{1}{(\omega_H \tau_{HC_{P1}})} \right]^2}.$$

Таким чином, на коефіцієнт частотних спотворень на низьких частотах впливає стала часу $\tau_{HC_{P1}}$. Аналогічно можна визначити вплив C_{P2} і C_E на коефіцієнт частотних спотворень.

$$M_{HC_{P2}} = \sqrt{1 + \left[\frac{1}{(\omega_H \tau_{HC_{P2}})} \right]^2},$$

де $\tau_{HC_{P2}} = C_{P2} (R_K + R_H)$ - стала часу вихідного кола.

$$M_{HC_E} = \sqrt{1 + \left[\frac{1}{(\omega_H \tau_{HC_E})} \right]^2},$$

де $\tau_{HC_E} = C_E (R_E \parallel R_{ВИХЕ}) \approx C_E R_{ВИХЕ}$ - стала часу з боку емітера;

$R_{ВИХЕ} = r_E + \frac{r_B}{(1+\beta)} \approx r_E$ - вихідний опір каскаду з боку емітера транзистора (зазвичай має десятки ом).

Через те, що величина $R_{ВИХЕ}$, як правило, не перевищує десятки ом, значення τ_{HC_E} є дуже малою. Ця обставина визначає те, що максимальний вплив на коефіцієнт частотних спотворень має C_E . Для зменшення M_H підсилювальному каскаді (розширення смуги пропускання в області НЧ) необхідно збільшувати ємності C_{P1} , C_{P2} і особливо C_E .

Еквівалентна схема на ВЧ зображена на рис. 9.2, в. На ВЧ практично не впливають на роботу підсилювача розділові конденсатори C_{P1} , C_{P2} і шунтуючий конденсатор C_E через їх малий опір. Слід відмітити, що зниження K_U на високих частотах в основному буде зумовлений впливом C_K^* і C_0 , а також падінням коефіцієнту β , який є комплексною величиною, а тому на схемі позначений $\dot{\beta}$. Еквівалентний коефіцієнт $\dot{\beta}_{\text{екв}}$, який враховує шунтуючий вплив C_K^* генератора струму на високих частотах, можна представити в наступному вигляді: $\dot{\beta}_{\text{екв}} = \frac{\beta_0}{(1+j\omega\tau_B)}$,

де $\tau_B \approx \tau_\beta + (C_K^* + C_0)R_{\text{некв}}$ - еквівалентна стала часу каскаду в області ВЧ.

Стала τ_β - це стала часу колекторного кола транзистора, яка приблизно дорівнює часу життя неосновних зарядів у базі і зв'язана з граничною частотою f_β виразом $\tau_\beta = \frac{1}{2\pi f_\beta}$, а $(C_K^* + C_0)R_{\text{некв}}$ - стала часу, яка визначається параметрами колекторного кола каскаду. Зменшення опору конденсатора C_K^* приводить до зменшення вихідного струму, а зменшення опору конденсатора C_0 - до зменшення еквівалентного опору навантаження. Це приводить до зменшення вихідної напруги $U_{\text{вих}}=I_{\text{вих}}R_{\text{некв}}$ і, відповідно, коефіцієнта підсилення, тобто збільшення частотних спотворень на високих частотах. Крім зростання на ВЧ коефіцієнта частотних спотворень, що відповідає зменшенню коефіцієнта підсилення, відбувається також фазовий зсув вихідної напруги відносно вхідної.

Таким чином, наявність у схемі підсилювача ємностей є причиною того, що вихідна напруга є комплексною величиною. Відношення модуля вихідної напруги до вхідної визначає модуль коефіцієнта підсилення за напругою, а різниця між фазовим зсувом вихідної напруги відносно вхідної - кут фазового зсуву φ .

Залежність модуля коефіцієнта підсилення K_U від частоти характеризує амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) підсилювача, а залежність кута фазового зсуву φ від частоти - його фазочастотну характеристику (ФЧХ).

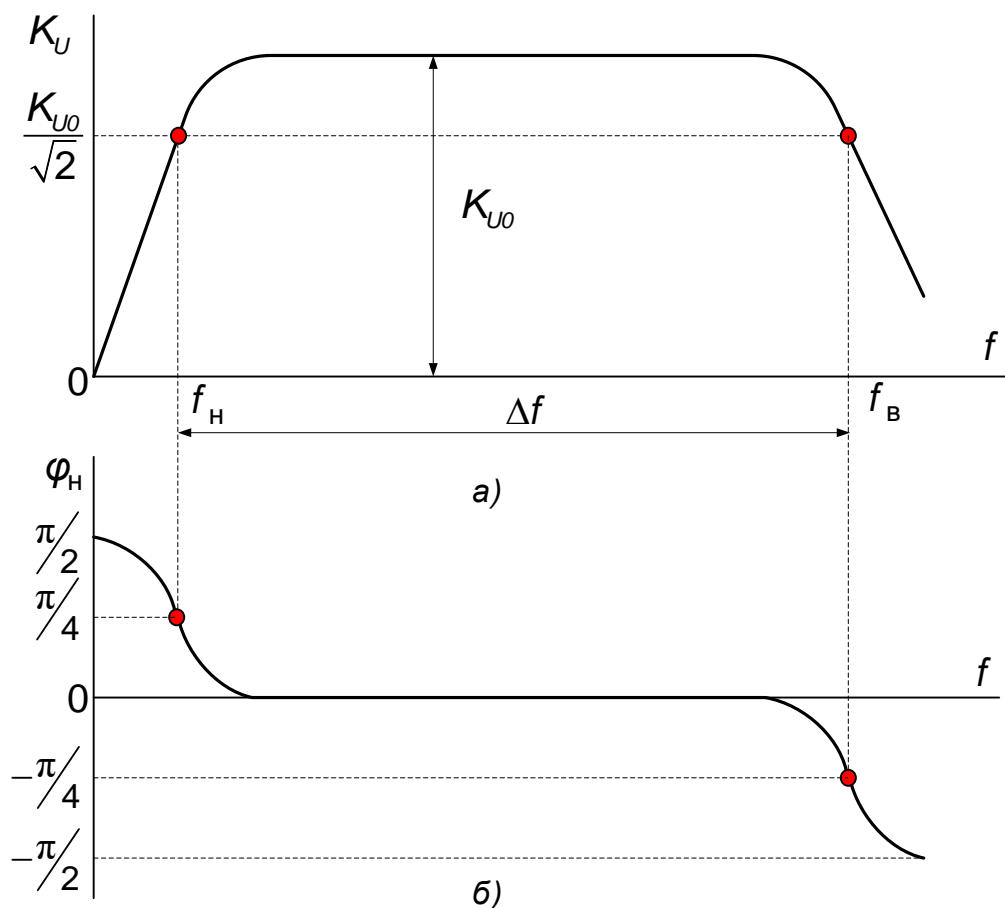


Рис. 9.3

На рис. 9.3, а, б приведені АЧХ і ФЧХ підсилювача.

Частоти, на яких коефіцієнти підсилення зменшуються в $\sqrt{2}$ раз ($M_H = M_B = \sqrt{2}$), є відповідно нижньою і верхньою граничними частотами, а їх різниця – смугою пропускання підсилювача $\Delta f = f_B - f_H$.

Аналіз роботи підсилюючого каскаду в режимі, що відповідають лінійним ділянкам характеристик транзистора, тобто за відсутністю нелінійних спотворень, можна виконати за його еквівалентною схемою заміщення для змінних складових напруг і струмів, рис. 9.4.

Основою схеми заміщення підсилювача є схема заміщення транзистора, що відповідає системі його h -параметрів, позначена на схемі пунктиром, рис. 9.4.

Оскільки внутрішній опір джерела живлення E_K для змінної складової струму незначний, резистори R_{B1} і R_{B2} в еквівалентній схемі з'єднані паралельно один одному і вхідному опору транзистора h_{11E} . З тієї ж причини приєднані паралельно ділянці емітер – колектор транзистора резистора R_K та послідовно з'єднаних розділового конденсатора C_{p2} і опору навантаження R_H . На схемі еквівалентний опір R_B показаний пунктиром. Оскільки $R_B = \frac{R_{B1} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \gg h_{11E}$, то ним можна нехтувати.

Ємнісний елемент C_0 враховує ємність навантаження C_H підсилювача та ємність монтажу C_M , тобто $C_0 = C_H + C_M$. Ця ємність на декілька порядків менша за ємність розділових конденсаторів C_{p1} і C_{p2} . Ємність конденсатора C_E вибирають достатньо великого значення, що уже на самих низьких частотах його ємнісний опір виявляється значно менший за опір резистора R_E , тому ці елементи відсутні в схемі заміщення.

Якщо врахувати, що в області середніх частот ємнісні опори розділових конденсаторів C_{p1} і C_{p2} незначні, а опір ємності C_0 достатньо великий, то еквівалентна схема заміщення підсилювача після їх вилучення, не буде мати реактивних елементів, рис. 9.5. Це пояснює те, що коефіцієнт підсилення за напругою в області середніх частот практично незмінний. Його можна визначити через h - параметри транзистора і елементи схеми заміщення підсилювача.

За аналізом схеми заміщення підсилювача без навантаження ($R_H = \infty$) одержимо співвідношення для основних параметрів підсилювача на середніх частотах.

Вхідний опір підсилювача, як було зазначено раніше, визначається за виразом:

$$R_{вх} \approx h_{11E}.$$

Співвідношення для вихідного опору підсилювача впливає із схеми заміщення, рис. 9.5:

$$R_{вих} = \frac{R_K \cdot (1/h_{22E})}{R_K + 1/h_{22E}} = \frac{R_K}{1 + h_{22E} \cdot R_K} \approx \frac{1}{h_{22E}}.$$

Якщо вхідний опір підсилюючого каскаду зі спільним емітером складає від декількох сотень ом до декількох кілоом, то вихідний опір на загал більший за вхідний. Малий вхідний і великий вихідний опори підсилювача створюють значні ускладнення в роботі підсилюючого каскаду з високоомним R_{Γ} джерелом вхідного сигналу і низькоомним навантаженням R_H . В цьому

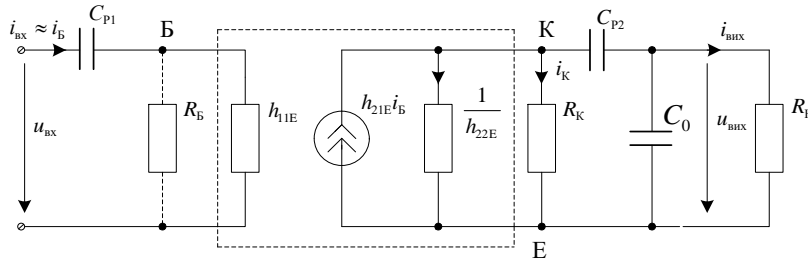


Рис.9.4

випадку вхідна напруга підсилювача $u_{ВХ}$ може бути значно меншою за ЕРС $e_{ВХ}$, оскільки на вході підсилюючого каскаду утворений дільник напруг $R_{\Gamma} - R_{ВХ}$ з незначним опором $R_{ВХ}$:

$$u_{ВХ} = e_{ВХ} \cdot \frac{R_{ВХ}}{R_{\Gamma} + R_{ВХ}}.$$

Аналогічні ускладнення

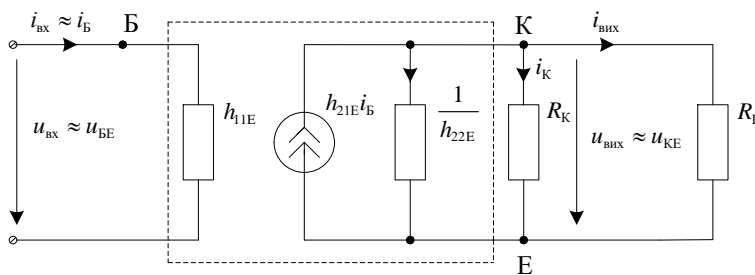


Рис.9.5

виникають в роботі підсилюючого каскаду, якщо опір навантаженням R_H значно менший за вихідний опір підсилювача $R_{ВИХ}$.

Співвідношення для визначення коефіцієнта підсилення за напругою одержимо за рівняннями для вхідного і вихідного кола еквівалентної схеми заміщення підсилювача (рис. 9.5, складених відповідно до першого і другого законів Кірхгофа:

$$u_{ВХ} \approx h_{11E} \cdot i_{ВХ},$$

$$h_{21E}i_{ВХ} = h_{22E}u_{ВИХ} + \frac{u_{ВИХ}}{R_K}.$$

За спільним рішенням цих рівнянь, маємо:

$$u_{ВИХ} = \frac{u_{ВХ}}{h_{11E}} \cdot \frac{h_{21E}}{h_{22E} + 1/R_K}.$$

Коефіцієнт підсилення за напругою підсилювального каскаду зі спільним емітером без навантаження ($R_H \gg R_{вих}$) може бути визначений за виразом:

$$K_u = \frac{u_{вих}}{u_{вх}} = \frac{h_{21E} \cdot R_K}{h_{11E}(1+h_{22E} \cdot R_K)} \approx h_{21E} \cdot \frac{R_K}{h_{11E}},$$

оскільки $h_{22E} = 10^{-5} \div 10^{-6}$ См, а $R_K = 10^3 \div 10^4$ Ом, то $h_{22E} \cdot R_K \ll 1$.

Запитання для самоконтролю

1. Поясніть, для яких складових сигналу складається еквівалентна схема заміщення підсилювального каскаду.
2. Поясніть побудову еквівалентної схеми заміщення у фізичних параметрах на НЧ.
3. Поясніть побудову еквівалентної схеми заміщення у фізичних параметрах на СЧ.
4. Поясніть побудову еквівалентної схеми заміщення у фізичних параметрах на ВЧ.
5. Визначте $R_{вх}$ підсилювача за його еквівалентною схемою.
6. Визначте $R_{вих}$ підсилювача за його еквівалентною схемою.
7. Визначте коефіцієнт підсилення за напругою підсилювача за його еквівалентною схемою.
8. Визначте коефіцієнт підсилення підсилювача за потужністю за його еквівалентною схемою.
9. Поясніть хід АЧХ підсилювача в області НЧ.
10. Поясніть хід АЧХ підсилювача в області СЧ.
11. Поясніть хід АЧХ підсилювача в області ВЧ.
12. Поясніть, що таке коефіцієнт частотних спотворень підсилювача.
13. Наведіть схему заміщення підсилювача в системі h - параметрів.
14. Як визначити $R_{вх}$ і $R_{вих}$ через h - параметри?
15. Як визначити K_U через h - параметри?

Лекція 10.

Зворотні зв'язки у підсилювачах Емітерний повторювач

10.1. Загальні поняття

Зворотним зв'язком (ЗЗ) називають передачу енергії з виходу підсилювача до його входу.

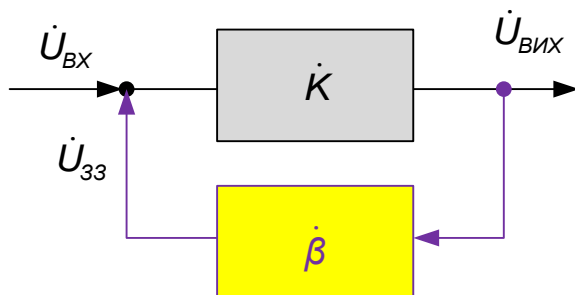


Рис. 10.1

ЗЗ, який охоплює один каскад, називають **місцевим**, а якщо охоплює весь багатокаскадний підсилювач - **загальним**. Структурну схему підсилювача із зворотним зв'язком зображено на рис. 10.1.

Кола, за допомогою яких забезпечують ЗЗ, називають колами зворотного зв'язку. Коло прямої передачі сигналу і коло ЗЗ утворюють петлю зворотного зв'язку. Бувають ЗЗ однопетльові та багатопетльові.

Коло ЗЗ характеризується коефіцієнтом зворотного зв'язку $\beta = \frac{U_{ЗЗ}}{U_{ВИХ}}$.

Вхідна і вихідна напруги, коефіцієнт підсилення K та коефіцієнт зворотного зв'язку β в загальному випадку можуть бути величинами комплексними. Це може привести до фазового зсуву в областях низьких та високих частот за рахунок реактивних елементів, які можуть бути як у самому підсилювачі, так і у колі зворотного зв'язку.

ЗЗ може спеціально вводитися в підсилювач для зміни його характеристик і параметрів, а також виникати за рахунок впливу (зазвичай не бажаного) вихідних кіл на вхідні (паразитний ЗЗ).

10.2. Класифікація ЗЗ (рис.10.2)

Зворотні зв'язки класифікують за такими ознаками:

- В залежності від способу подачі сигналу ЗЗ до входу підсилювача розрізняють:

1. **Послідовні ЗЗ** – якщо у вхідному колі алгебраїчно складуються напруги вхідного сигналу і сигналу ЗЗ;

2. **Паралельні ЗЗ** – якщо у вхідному колі алгебраїчно складуються струми вхідного сигналу і сигналу ЗЗ.

- В залежності від способу одержання сигналу ЗЗ розрізняють:

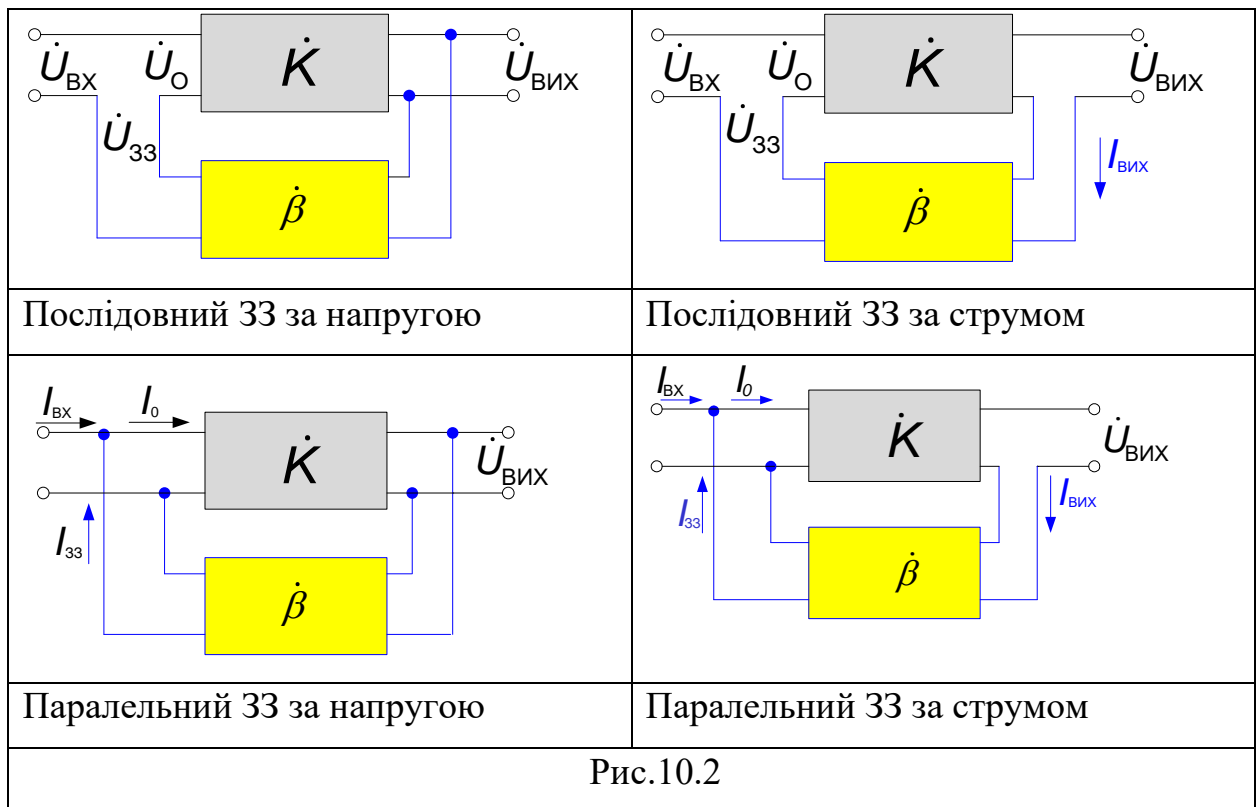
1. **Зворотні зв'язки за напругою**, якщо сигнал ЗЗ пропорційний вихідній напрузі;

2. **Зворотні зв'язки за струмом**, якщо сигнал ЗЗ пропорційний вихідному струму.

Таким чином розрізняють:

- **Послідовні ЗЗ за напругою;**
- **Послідовні ЗЗ за струмом;**
- **Паралельний ЗЗ за напругою;**
- **Паралельний ЗЗ за струмом.**

На рис.10.2 наведені структурні схеми зворотних зв'язків.



Кожен з перерахованих зворотних зв'язків може привести або до збільшення, або до зменшення результуючого сигналу на вході підсилювача. В першому випадку ЗЗ називається **додатним**, в другому - **від'ємним**.

10.3. Вплив ЗЗ на основні параметри підсилювачів

Коефіцієнт підсилення. Розглянемо підсилювач з послідовним зворотним зв'язком за напругою (рис. 10.3), який має найбільш поширене використання.

У вхідному колі підсилювача діє напруга $\dot{U}_0 = \dot{U}_{вх} \pm \dot{U}_{зз}$, де $\dot{U}_{зз} = \beta \dot{U}_{вих}$, а $\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ - коефіцієнт зворотного зв'язку.

Вихідна напруга підсилювача:

$$\dot{U}_{вих} = K \dot{U}_0 = \beta (\dot{U}_{вх} \pm \dot{U}_{зз}) = \beta (\dot{U}_{вх} \pm \beta \dot{U}_{вих}),$$

де K - коефіцієнт підсилення підсилювача без зворотного зв'язку;

$\dot{U}_{вих} = K_{зз} \dot{U}_{вх}$ - вихідна напруга підсилювача з урахуванням ЗЗ.

знак «+» - для додатного ЗЗ;

знак «-» - для від'ємного ЗЗ.

Поділив обидві частини цього рівняння на $\dot{U}_{вх}$ одержимо:

$$\frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_{вх}} = K \left(1 \pm \beta \frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_{вх}} \right), \text{ де}$$

$\frac{\dot{U}_{вих}}{\dot{U}_{вх}} = K_{зз}$ - коефіцієнт підсилення підсилювача зі ЗЗ за напругою;

$$K_{зз} = K (1 \pm \beta K_{зз}).$$

З отриманого виразу визначимо коефіцієнт підсилення підсилювача зі ЗЗ,

$$\text{де } K_{зз} = \frac{K}{1 \pm \beta K},$$

- знак «+» - для від'ємного ЗЗ;
- знак «-» - для додатного ЗЗ.

Якщо $\beta K \gg 1$, то $K_{\text{взз}} \approx \frac{1}{\beta}$ - тобто коефіцієнт підсилення підсилювача з від'ємним ЗЗ визначається коефіцієнтом зворотного зв'язку β .

Аналіз виразу коефіцієнта підсилення підсилювача зі зворотнім зв'язком показує, що від'ємний зворотний зв'язок зменшує коефіцієнт підсилення підсилювача в $(1 + \beta K)$ раз. Додатний зворотний зв'язок, навпаки, збільшує коефіцієнт підсилення.

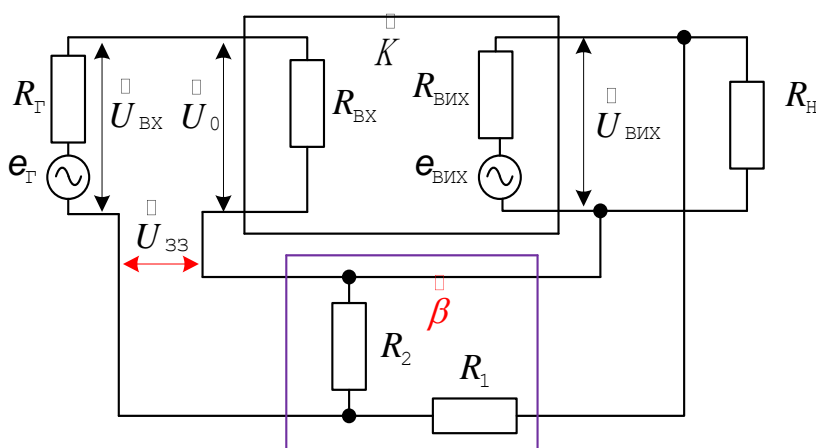


Рис.10.3

Здебільшого, підсилювачі проектуються таким чином, що виконується нерівність $\beta K \gg 1$ (в цьому випадку зворотній зв'язок називають глибоким). Тоді вираз коефіцієнта підсилення

підсилювача із зворотнім від'ємним зв'язком набуде вигляду: $K_{\text{взз}} \approx \frac{1}{\beta}$.

Таким чином, за умови виконання нерівності $\beta K \gg 1$ підсилювач, охоплений глибоким від'ємним зворотним зв'язком, має дуже цінну властивість: *його підсилення залежить тільки від параметрів ланки зворотного зв'язку і не залежить від параметрів каналу прямого підсилення сигналу*. Ця властивість дає змогу знизити вимоги до параметрів (точності, стабільності, частотного діапазону тощо) елементів каналу прямого підсилення підсилювача під час його проектування.

Стабільність коефіцієнта підсилення. Розглянемо, як впливає від'ємний зворотний зв'язок на стабільність коефіцієнта підсилення. Якщо

підсилювач без зворотного зв'язку має відносну нестабільність $\delta K = \frac{\Delta K}{K}$, де ΔK – його абсолютна нестабільність, то відносну нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача зі зворотним зв'язком можна визначити за виразом

$$\delta K_{\beta} = \frac{\Delta K_{\beta}}{K_{\beta}} = \frac{1}{K_{\beta}} \left[\frac{K + \Delta K}{1 + (K + \Delta K)\beta} - \frac{K}{1 + \beta \cdot K} \right].$$

Виконавши нескладні алгебраїчні перетворення, отримаємо

$$\delta K_{\beta} = \frac{\frac{\Delta K}{K}}{(1 + \beta K) + \Delta K \beta} \cong \frac{\frac{\Delta K}{K}}{(1 + \beta K)}.$$

Таким чином, нестабільність коефіцієнта підсилення підсилювача з від'ємним зворотним зв'язком менша приблизно в $(1 + \beta K)$ разів порівняно з нестабільністю підсилювача без зворотного зв'язку.

Вхідний та вихідний опори підсилювача. Розглянемо вплив на $R_{ВХ}$ послідовного зворотного зв'язку .

$$R_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}}{I_{ВХ}}; \text{ де } U_{ВХ} = U_0 \pm U_{ЗЗ}$$

- знак «+» відповідно при ВЗЗ;
- знак «-» - при ДЗЗ.

$$\text{Напруга зворотного зв'язку } U_{ЗЗ} = \beta U_{ВІХ} = \beta K U_0.$$

З урахуванням цього, вхідний опір підсилювача з послідовним зворотним зв'язком буде визначатись виразом:

$$R_{ВХЗЗ} = \frac{U_0 \pm \beta K U_0}{I_{ВХ}} = \frac{U_0}{I_{ВХ}} (1 \pm \beta K) = R_{ВХ} (1 \pm \beta K),$$

де знак «+» відповідно при ВЗЗ, а - «-» - при ДЗЗ.

Таким чином, вхідний опір підсилювача, охопленого послідовним від'ємним зворотним зв'язком збільшується в $(1 + \beta K)$ разів.

При паралельному ЗЗ вхідний опір визначимо через вхідну провідність:

$$R_{ВХЗЗ} = \text{де } Y = \frac{1}{R_{ЗЗ}},$$

« + » при ДЗЗ, « - » при ВЗЗ за струмом, $R_{ЗЗ}$

– опір копа ЗЗ, $\frac{1}{\gamma_{ВХ}} = 1/[\gamma_{ВХ} + \gamma(1 \pm K_U)],$

Вихідний опір підсилювача з від'ємним зв'язком за напругою визначається

$$R_{\text{ВИХЗЗ}} = \frac{R_{\text{ВИХ}}}{1 \pm \beta K_U},$$

де «+» при ДЗЗ, а знак «-» при ВЗЗ.

При ЗЗ за струмом вихідний опір підсилювача визначається

$$R_{\text{ВИХЗЗ}} = R_{\text{ВИХ}}(1 \pm \beta K_U)R, \quad \text{де «+» при ВЗЗ, а «-» при ДЗЗ.}$$

10.4. Вплив від'ємного зворотного зв'язку на ширину смуги частот підсилювача. Електронний підсилювач має важливу властивість — добуток

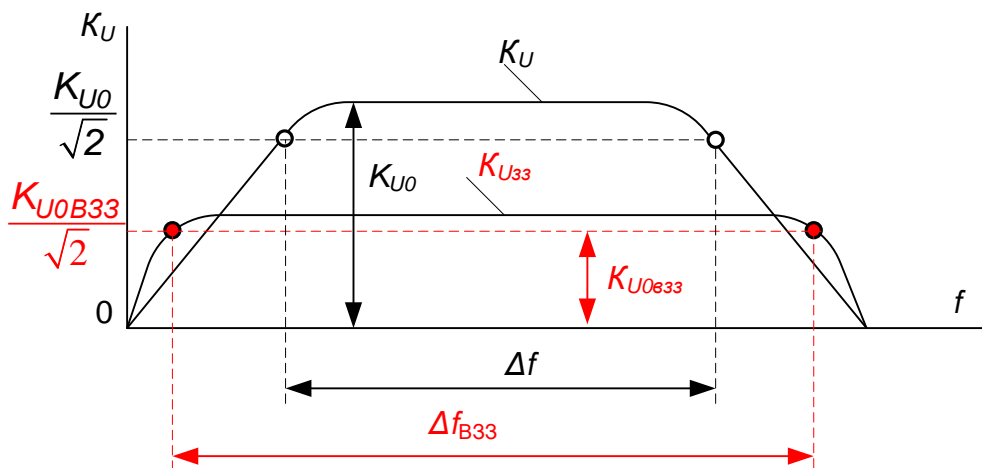


Рис. 10.4

коефіцієнта підсилення K на ширину смуги частот Δf є сталою величиною, тобто $K \Delta f = \text{const}$.

Оскільки, коефіцієнт підсилення підсилювача, охопленого від'ємним зворотним зв'язком, зменшується в $(1 + \beta K)$ разів, то ширина смуги частот Δf підсилювача відповідно збільшується в $(1 + \beta K)$ разів (рис. 10.4), тобто $\Delta f_{\text{ВЗЗ}} = \Delta f (1 + \beta K)$.

Висновки:

Коефіцієнт підсилення підсилювача зі ЗЗ залежить:

- від способу подачі напруги ЗЗ (паралельний ЗЗ чи послідовний ЗЗ);
- виду ЗЗ (додатного чи від'ємного);
- глибини ЗЗ (β);

- і не залежить від способу одержання ЗЗ (за напругою чи струмом).

Вхідний опір підсилювача зі ЗЗ залежить:

- від способу подачі ЗЗ (паралельна чи послідовна);
- від виду ЗЗ (ДЗЗ чи ВЗЗ);
- глибини ЗЗ (β);
- і не залежить від способу одержання ЗЗ (за напругою чи струмом).

Послідовний ВЗЗ збільшує в $(1 + \beta K)$ разів $R_{вх}$, що дозволяє ефективно підсилювати сигнали джерел з великими внутрішніми опорами.

Вихідний опір підсилювача зі ЗЗ залежить:

- способу одержання ЗЗ (за напругою чи струмом);
- від виду ЗЗ (ДЗЗ чи ВЗЗ);
- глибини ЗЗ (β);
- і не залежить від способу подачі напруги ЗЗ (паралельний ЗЗ чи послідовний ЗЗ);

ВЗЗ приблизно в $(1 + \beta K)$ разів зменшує сигнали гармонік, що виникають через нелінійні спотворення в тих каскадах підсилювача, які охоплені ЗЗ. Аналогічно ВЗЗ впливає на напруги спотворень (фону, наведень і т.п.).

ВЗЗ зменшує частотні і фазові спотворення приблизно в $(1 + \beta K)$ разів. При цьому амплітудно-частотна характеристика стає більш рівномірною.

Слід зауважити, що в разі присутності фазових зсувів у колі зворотного зв'язку, фазові спотворення в підсилювачах можуть з ВЗЗ можуть зрости.

В підсилювачах в основному використовуються ВЗЗ, тому що він дозволяє підвищити стабільність їх роботи, а також покращити інші їх важливі параметри і характеристики. ДЗЗ знаходять застосування в генераторах та іноді в частотно-вибірних підсилювачах.

10.2. Емітерний повторювач

Емітерним повторювачем (ЕП) називається підсилювальний каскад на біполярному транзисторі, включеному за схемою з спільним колектором (СК). Принципова схема найбільш поширеного варіанта схеми ЕП приведена на рис. 10.4. У ній колектор через дуже малий внутрішній опір джерела живлення

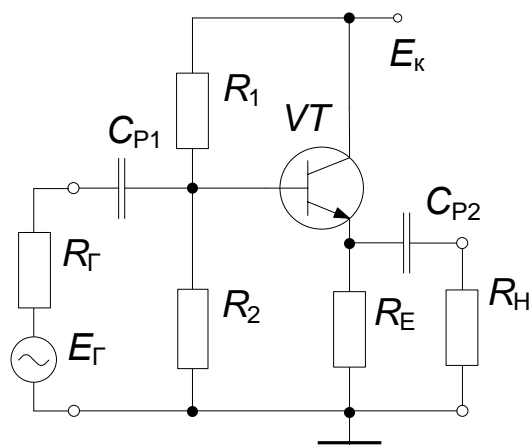


Рис. 10.4

з'єднаний з спільною шиною каскаду, тобто вивід від колектора є спільним виводом для вхідного і вихідного кола ЕП.

Слід відзначити, що в розглядаємій схемі колектор з'єднаний з спільною шиною тільки за змінним сигналом, для якого малий вихідний опір джерела живлення. Основою ЕП є два елемента: резистор R_E і транзистор

VT .

Напруги і струми в режимі спокою ЕП задаються резисторами R_1 , R_2 і R_E .

Резистор R_E забезпечує динамічний режим роботи транзистора $E_K = U_{KES} + I_{EC}R_E$. При цьому U_{KES} і $I_{EC}R_E$ повинні бути приблизно однаковими. Крім того, резистор R_E забезпечує також температурну стабілізацію режиму спокою.

Конденсатори C_{P1} і C_{P2} виконують функції розділових елементів за постійною складовою, або з'єднуючих – за змінною складовою сигналу.

Неважко впевнитися, що ЕП не інвертує вхідний сигнал.

Напруга змінного вхідного сигналу подається між базою і спільною шиною, а вихідна напруга знімається між емітером і спільною шиною пристрою. Таким чином, виходить, що напруга сигналу, прикладеного до емітерного переходу, є різницею $U_{ВХ} - U_{ВИХ}$, тобто в схемі ЕП має місце 100%-й від'ємний зворотний зв'язок (ВЗЗ) за напругою.

На рис. 10.5,*а* приведена повна еквівалентна схема ЕП, а на рис. 10.5,*б* - для середніх частот.

Основні параметри ЕП будемо визначати на основі еквівалентної схеми для середніх частот, враховуючи при цьому, що $R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$, а R_E і R_H

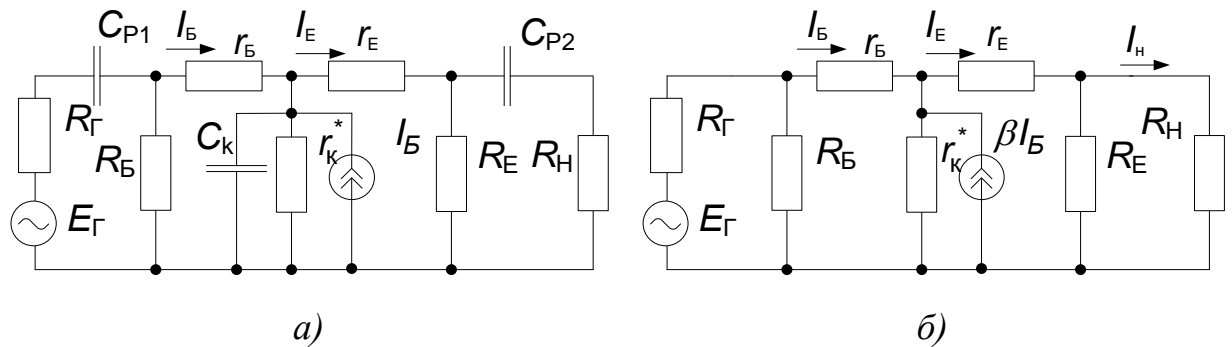


Рис. 10.5

визначають еквівалентне навантаження $R_{Некв} = \frac{R_E R_H}{R_E + R_H}$.

Вхідний опір ЕП визначимо, враховуючи, що $r_k^* \gg (r_E + R_{Некв})$:

$$R_{ВХ} = \frac{[r_B + (1 + \beta)(r_E + R_{Некв})]R_B}{r_B + (1 + \beta)(r_E + R_{Некв}) + R_B} \approx r_B + (1 + \beta)(r_E + R_{Некв}).$$

Якщо виконується умова, що $R_B \gg r_B + (1 + \beta)(r_E + R_{Некв})$, то

$$R_{ВХ} = r_B + (1 + \beta)(r_E + R_{Некв}) \text{ і складає сотні кілоом.}$$

Великий вхідний опір є одним з основних параметрів ЕП, однак щоб його одержати необхідно використовувати високоомний базовий дільник.

Вихідний опір ЕП визначимо за умови, що опори резисторів R_B і r_k^* достатньо великі:

$$R_{ВИХ} = \frac{\left(r_E + \frac{r_B + R_\Gamma}{1 + \beta}\right)R_E}{r_E + \frac{r_B + R_\Gamma}{1 + \beta} + R_E}.$$

Враховуючи, що $\frac{r_B + R_\Gamma}{1 + \beta} \ll r_E$ і $R_E \gg r_E$, одержимо $R_{ВИХ} \approx r_E$ і складає **десятки ом**.

Малий вихідний опір є другою характерною особливістю ЕП, яка дозволяє використовувати його в якості узгоджувального пристрою при роботі на низькоомне навантаження.

Із еквівалентної схеми (рис. 10.5,б) можна визначити коефіцієнт підсилення ЕП за струмом:

$$K_i = \frac{I_H}{I_{BX}} = \frac{(1+\beta)I_B R_E}{I_B(R_E+R_H)} = \frac{(1+\beta)R_E}{R_E+R_H}.$$

Коефіцієнт підсилення за напругою визначається відношенням:

$$K_U = \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}} = \frac{(1+\beta)I_B R_{H_{ЕКВ}}}{I_B R_{ВХ}} = \frac{(1+\beta)R_{H_{ЕКВ}}}{r_B + (r_E + R_{H_{ЕКВ}})(1+\beta)}.$$

Якщо врахувати, що $r_B \ll (r_E + R_{H_{ЕКВ}})(1 + \beta)$ і $r_E \ll R_{H_{ЕКВ}}$, то одержимо $K_U \approx 1$.

Емітерний підсилювач підсилює потужність. Коефіцієнт підсилення за потужністю визначається

$$K_P = K_U K_I \approx K_I.$$

Слід відзначити, що ЕП, дякуючи малому вихідному опору, може ефективно працювати навіть на відносно велике ємнісне навантаження.

Запитання для самоконтролю

1. Дайте визначення зворотного зв'язку (ЗЗ) в підсилювачах. Поясніть, що таке місцевий і загальний ЗЗ.
2. Поясніть, що таке коефіцієнт зворотного зв'язку.
3. Наведіть класифікацію зворотних зв'язків.
4. Поясніть, що таке послідовний ЗЗ за напругою. Наведіть структурну схему.
5. Наведіть структурну схему і поясніть сутність послідовного ЗЗ за струмом.
6. Наведіть структурну схему і поясніть сутність паралельного ЗЗ за напругою.
7. Наведіть структурну схему і поясніть сутність паралельного ЗЗ за струмом.
8. Поясніть вплив ЗЗ на коефіцієнт підсилення.
9. Поясніть вплив ЗЗ на вхідний і вихідний опори підсилювача.
10. Яку властивість має підсилювач з глибоким від'ємним зворотним зв'язком?

11. Поясніть вплив ЗЗ на частотні і нелінійні спотворення.
12. Наведіть схему емітерного повторювача і поясніть призначення її елементів.
13. Наведіть еквівалентну схему емітерного повторювача на середніх частотах і поясніть, як з цієї схеми можна визначати вхідний і вихідний опір.
14. Поясніть, від чого залежить коефіцієнт підсилення ЕП за струмом.
15. Який з коефіцієнтів підсилення ЕП K_p , K_u чи K_i є найбільший, а який - найменший?
16. Де бажано використовувати ЕП?

Лекція 11.

Каскади підсилення на польових транзисторах. Підсилювачі з трансформаторними зв'язками. Підсилювачі потужності.

11.1. Підсилювальний каскад на польовому транзисторі за схемою зі спільним витоком (СВ)

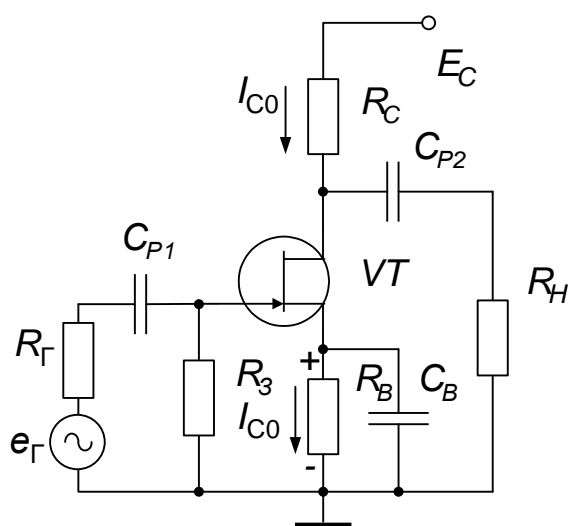


Рис.11.1

Серед підсилювачів, виконаних на польових транзисторах, найбільш широко використовується каскад, в якому польовий транзистор включений за схемою зі спільним витоком.

Підсилювальні каскади на польових транзисторах нині набули значного поширення, оскільки вони мають істотно більший вхідний опір в порівнянні з підсилювальними

каскадами на біполярних транзисторах.

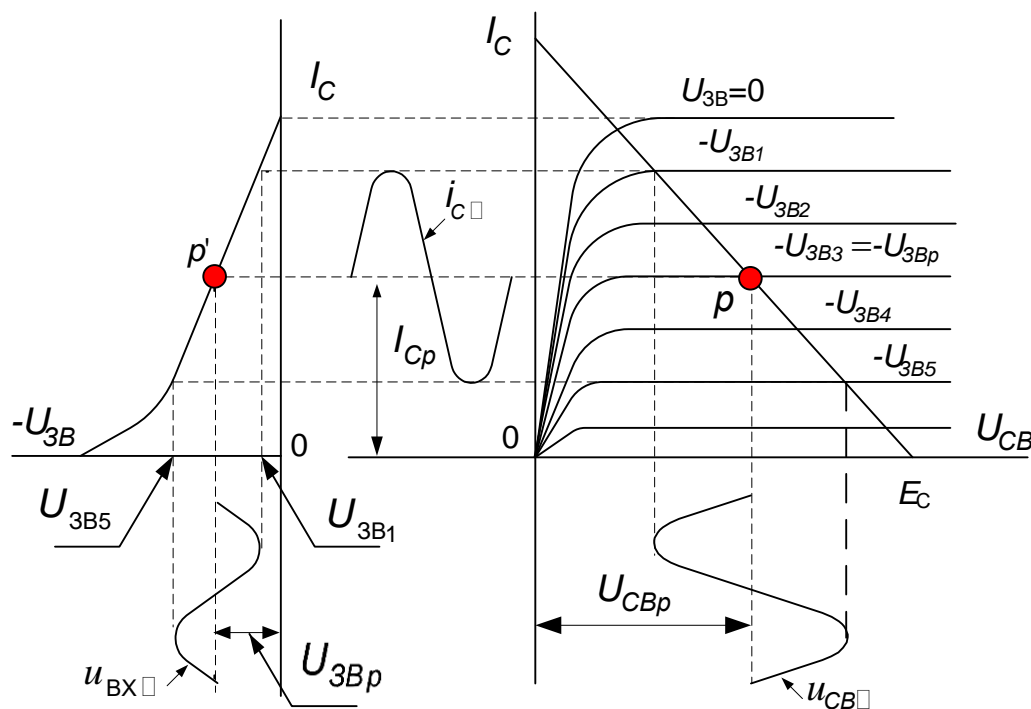


Рис. 11.2

Найбільше використовується підсилювальний каскад зі спільним витоком (аналог схеми зі спільним емітером), рис. 11.1. У цьому каскаді резистор R_C , включений в коло стоку, забезпечує динамічний режим транзистора VT . Величина спаду напруги на резисторі R_B від постійної складової струму витоку I_{BP} через резистор R_3 , забезпечує напругу $U_{ЗВР}$, рис. 11.2.

Напруга $U_{ЗВР}$ на резисторі R_B , що визначає місце робочої точки P' на перехідній (стік-затворній) характеристиці $I_C = f(U_{ЗВ})$, за наявності вхідного сигналу буде мати також змінну складову, тобто буде мати місце від'ємний зворотний зв'язок за змінною складовою сигналу. Для його усунення паралельно резистору R_B включають конденсатор C_B такої величини, щоб його опір для нижньої граничної частоти f_H підсилювальних сигналів був набагато менший за R_B . За цієї умови можна вважати, що виток транзистора VT за змінною складовою з'єднаний зі спільною точкою підсилювача. З'єднання R_B - C_B називають колом автоматичного зміщення робочої точки.

Резистор R_B забезпечує також температурну стабілізацію початкового стану робочої точки транзистора за рахунок від'ємного зворотного зв'язку за постійною складовою струму витоку транзистора. Призначення розділових конденсаторів C_{P1} і C_{P2} повинні бути зрозумілими з вище висловлених пояснень до підсилювачів на біполярних транзисторах.

Аналізувати роботу підсилювача на польових транзисторах зручно також за допомогою графічного аналізу (рис. 11.2), подібного до графічного аналізу роботи підсилювачів на біполярних транзисторах.

З метою одержання схеми заміщення підсилювача розглядають вираз, що показує залежність приросту струму стоку транзистора ΔI_C від напруги між затвором і витоком $U_{ЗВ}$ і напруги між стоком і витоком $U_{СВ}$. Цей вираз для функції двох змінних має вигляд:

$$\Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial U_{ЗВ}} \Delta U_{ЗВ} + \frac{\partial I_C}{\partial U_{СВ}} \Delta U_{СВ}.$$

Якщо прирости струму та напруг у цьому виразі замінити відповідними змінними складовими, використати вирази основних параметрів польового транзистора (крутизну S та диференційний опір стоку r_c) та врахувати, що змінна складова напруги між стоком і витком чисельно дорівнює і зворотна за фазою спаду напруги на резисторі R_C є вихідною напругою підсилювача, тобто $u_{\text{вих}} = -R_C \cdot i_C$, одержимо:

$$i_C = S \cdot u_{\text{вих}} - \frac{R_C}{r_c} \cdot i_C,$$

або відносно i_C

$$i_C = S \cdot u_{\text{вих}} \frac{r_c}{r_c + R_C}.$$

За допомогою останнього виразу можна побудувати схему заміщення підсилювача, рис. 11.3.

З аналізу схеми заміщення можна визначити вхідний та вихідний опори підсилювача:

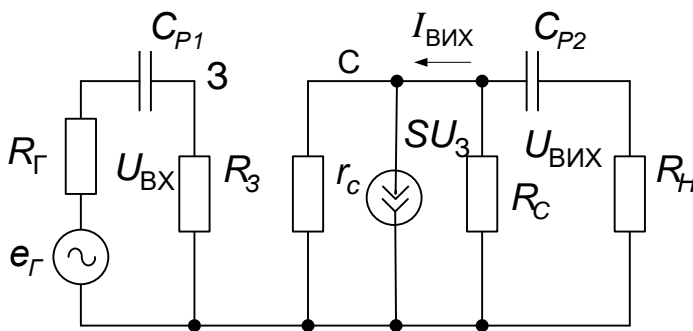


Рис. 11.3

$R_{\text{вих}} \approx R_3 = 10^5 \div 10^6 \text{ Ом}$
(вхідний опір польових транзисторів, тобто опір між затвором і витком має значення порядку 10^8 Ом , тому вхідний опір підсилювача визначається

опором резистора R_3).

$$R_{\text{вих}} = \frac{r_c \cdot R_C}{r_c + R_C} \approx R_C \approx 10^3 \text{ Ом, де } (r_c \approx 10^4 \div 10^5 \text{ Ом});$$

Таким чином, $R_{\text{вих}} \ll R_{\text{вх}}$, що є вагомою перевагою підсилювальних каскадів на польових транзисторах.

Коефіцієнт підсилення за напругою для не навантаженого підсилювача визначиться за виразом: $K_U = S \cdot \frac{r_c \cdot R_C}{r_c + R_C} \approx S \cdot R_C$.

Крім підсилювальних каскадів зі спільним витокom в електронних пристроях використовують підсилювальні каскади зі спільним стоком, рис. 11.4. В цьому каскаді резистор, що забезпечує динамічний режим роботи транзистора, включений в коло витoku, а стік за змінними складовими струму і напруги з'єднаний зі спільною точкою підсилювача.

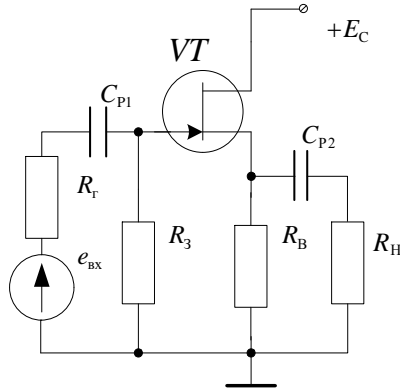


Рис. 11.4

Підсилювальний каскад зі спільним стоком за своїми властивостями аналогічний емітерному повторювачу. Він має значний вхідний опір і коефіцієнт підсилення за струмом, малий вихідний опір, близький до одиниці коефіцієнт підсилення за напругою, а напруга вихідного сигналу знаходиться у фазі з вхідною напругою. Тому цей каскад називають витоким повторювачем.

Його використовують, як і емітерний повторювач, для узгодження джерел сигналів з високим вихідним опором з низькоомним навантаженням.

11.2. Підсилювачі з трансформаторними зв'язками

Підсилювачі, в яких зв'язок між каскадами виконується за допомогою трансформаторів, називаються підсилювачами з трансформаторними зв'язками.

Використання трансформаторів в якості елемента зв'язку дозволяє:

1. Узгоджувати опір навантаження (R_H) з вихідним опором підсилювача ($R_{ВИХ}$) і опору джерела вхідного сигналу (R_r) з вхідним опором підсилювача ($R_{ВХ}$).
2. Одержати порівняно з підсилювальним каскадом з RC-зв'язком більше підсилення підсилювача за напругою (якщо коефіцієнт трансформації трансформатора $n > 1$) або за струмом (якщо $n < 1$).

Недостатками підсилювачів з трансформаторним зв'язком є:

1. Більші габарити, маса та вартість.
2. Нерівномірність АЧХ в широкому діапазоні частот.
3. Більші частотні та нелінійні спотворення.

Трансформаторний зв'язок в основному використовується в підсилювачах низької частоти та в підсилювачах потужності, які зазвичай є вихідними каскадами багатокаскадних підсилювачів.

Для того, щоб підсилювач віддавав у навантаження максимальну потужність, необхідно виконати умову $R_{\text{ВИХ}}=R_{\text{Н}}$, що просто виконати за допомогою трансформаторного зв'язку.

Основними показниками підсилювачів потужності є:

- Корисна потужність, що передається до навантаження $P_{\text{Н}}$,
- Коефіцієнт корисної дії (к.к.д.) - η ,
- Коефіцієнт нелінійних спотворень (коефіцієнт гармонік) – K_{Γ} ,
- Смуга пропускання АЧХ.

При проектуванні підсилювачів потужності основну увагу звертають на можливість одержання максимального к. к. д., малі нелінійні спотворення і габарити. Величини η , K_{Γ} в більшості визначаються станом спокою транзистора – класом підсилення.

Нелінійні спотворення в транзисторних каскадах потужності зумовлені залежністю коефіцієнта підсилення за струмом від режиму роботи транзистора, нелінійністю характеристик транзистора, а також нелінійністю характеристик намагнічення магнітної системи трансформатора. Режим класу А характеризується роботою транзисторів на майже лінійних відрізках ВАХ, що забезпечує мінімальні нелінійні спотворення підсилювальних сигналів (зазвичай $K_{\Gamma}<1\%$). Однак при роботі підсилювача в класі А транзистор весь час перебуває у відкритому стані ($\Theta=180^\circ$) і постійно споживає потужність від джерела живлення, що знижує к.к.д. схеми (зазвичай $\eta < 0,4$).

За цієї причини підсилювачі потужності, які працюють у класі А (однотактні підсилювачі), використовуються в тих випадках, коли необхідно

одержати мінімальні спотворення, а потужність навантаження (P_H) і к.к.д. (η) не мають визначного значення.

Більш потужні варіанти вихідних каскадів працюють в класі B . При цьому в режимі спокою транзистор закритий ($I_{\text{co}}=0$) і не споживає потужності від джерела живлення. У режимі класу B транзистор буде відкритий тільки на протязі половини періоду вхідного сигналу, тобто $\Theta=90^\circ$. Підсилювачі, що працюють в класі B , мають більший к.к.д. (до 0,7). Режим класу B використовується в двотактних підсилювачах потужності. Недоліком режиму

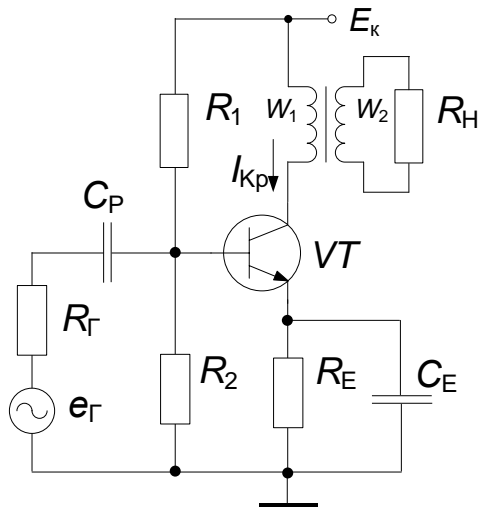


Рис. 11.5

класу B є більший рівень нелінійних спотворень (до 10%). Для зменшення нелінійних спотворень двотактні підсилювачі можуть працювати в проміжному класі підсилення AB .

11.2.1. Однотактний підсилювач потужності

Вимоги, що пред'являються до підсилювача потужності, накладають особливості у виборі параметрів елементів

схеми та їх режимів роботи.

Основним завданням підсилювача потужності є передача споживачу максимальної потужності при високому коефіцієнті підсилення за потужністю, максимальному к.к.д., мінімальних частотних і нелінійних спотворень.

Однотактні підсилювачі потужності зазвичай працюють у режимі класу A .

У вихідному колі підсилювача, зображеного на рис. 11.5 опір постійному струму визначається активним опором первинної обмотки трансформатора $r_{1тр}$ і опором R_E . Через це лінія навантаження каскаду за

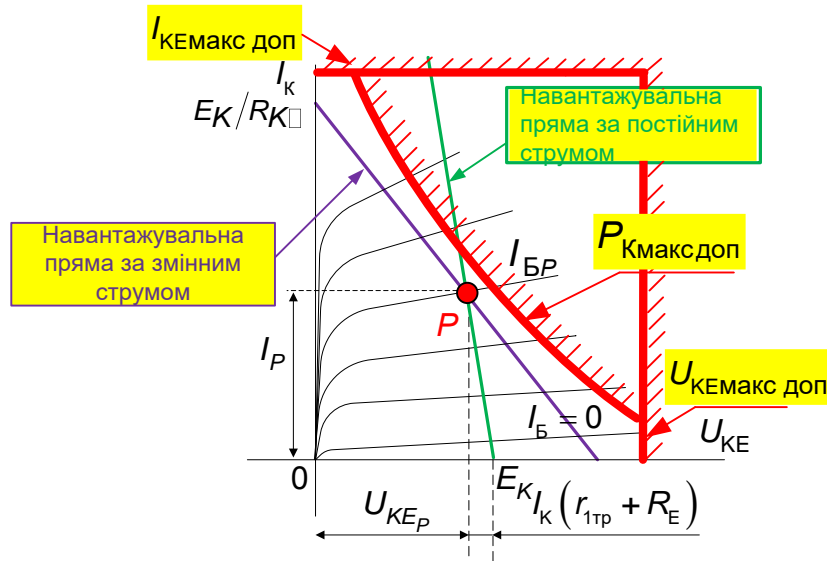


Рис. 11.6

постійним струмом, яка проводиться за рівнянням $E_K = U_{KE} + I_K(r_{1тр} + R_E)$, проходить майже вертикально (рис. 11.6), що пов'язано з малими опороми колекторного і емітерного кіл за постійною складовою

$$R_{H\sim} = (r_{1тр} + R_E).$$

Для одержання максимальної потужності точка спокою P повинна знаходитись поблизу гіперболи допустимої потужності втрат на колекторі транзистора при максимальній температурі навколишнього середовища ($P_{Кмакс доп}$), яка є довідковою величиною транзистора.

Величина базового струму $I_{Бр}$, що забезпечує вибраний колекторний струм $I_{Кр}$, забезпечується дільником R_1, R_2 .

Навантажувальна лінія за змінною складовою визначається опором навантаження $R_{H\sim}$ приведеним до первинної обмотки трансформатора. $E_K = U_{KE} + I_K R_{K\sim}$, де $R_{K\sim} = R_{H\sim} = \frac{(R_{H\sim} + r_{2тр})}{n^2} + r_{1тр} \approx \frac{R_{H\sim}}{n^2}$ - опір навантаження приведений до первинної обмотки трансформатора;

$r_{1тр}, r_{2тр}$ - опори первинної і вторинної обмоток трансформатора;

$n = \frac{W_2}{W_1}$ - коефіцієнт трансформації трансформатора.

З цього виразу визначається максимальний колекторний струм $I_K = \frac{E_K}{R_{K\sim}}$

і через цю точку і точку спокою P проводять навантажувальну пряму за змінним струмом.

Для забезпечення мінімальних нелінійних спотворень початкове положення робочої точки P слід вибирати з точки зору симетрії півхвиль струму.

При подачі на вхід синусоїдального сигналу струм колектора буде змінюватись практично за законом синусоїди з амплітудою $I_{\text{кмакс}\sim}$ (рис. 11.7).

Слід зазначити, що напруга $U_{\text{кЕ}}$ значно перевищує $E_{\text{к}}$. Це пояснюється тим, що енергія накопичена індуктивністю намагнічення при зменшенні струму визиває появу е. р. с. самоіндукції.

Потужність змінного струму, що виділяється в первинній обмотці трансформатора і потужність в навантаженні пов'язані відношенням

$$P_{\text{к}\sim} = \frac{P_{\text{н}}}{\eta_{\text{тр}}},$$

де $\eta_{\text{тр}}$ - к. к. д. трансформатора.

У разі синусоїдальної форми вхідного сигналу (рис. 11.3) потужність в колекторному колі визначається добутком діючих значень змінних струму і напруги

$P_{\text{к}\sim} = \frac{I_{\text{кмакс}}U_{\text{кЕмакс}}}{2}$ і визначається графічно площею заштрихованого трикутника.

Потужність, що споживається від джерела живлення, визначається добутком струму і напруги в режимі спокою $P_0 = I_{\text{кр}}U_{\text{кЕр}}$, яка дорівнює площі заштрихованого прямокутника.

$$\text{К. к. д. колекторного кола } \eta_{\text{к}} = \frac{P_{\text{к}\sim}}{P_0} = \frac{I_{\text{кмакс}}U_{\text{кЕмакс}}}{2I_{\text{кр}}U_{\text{кЕр}}}.$$

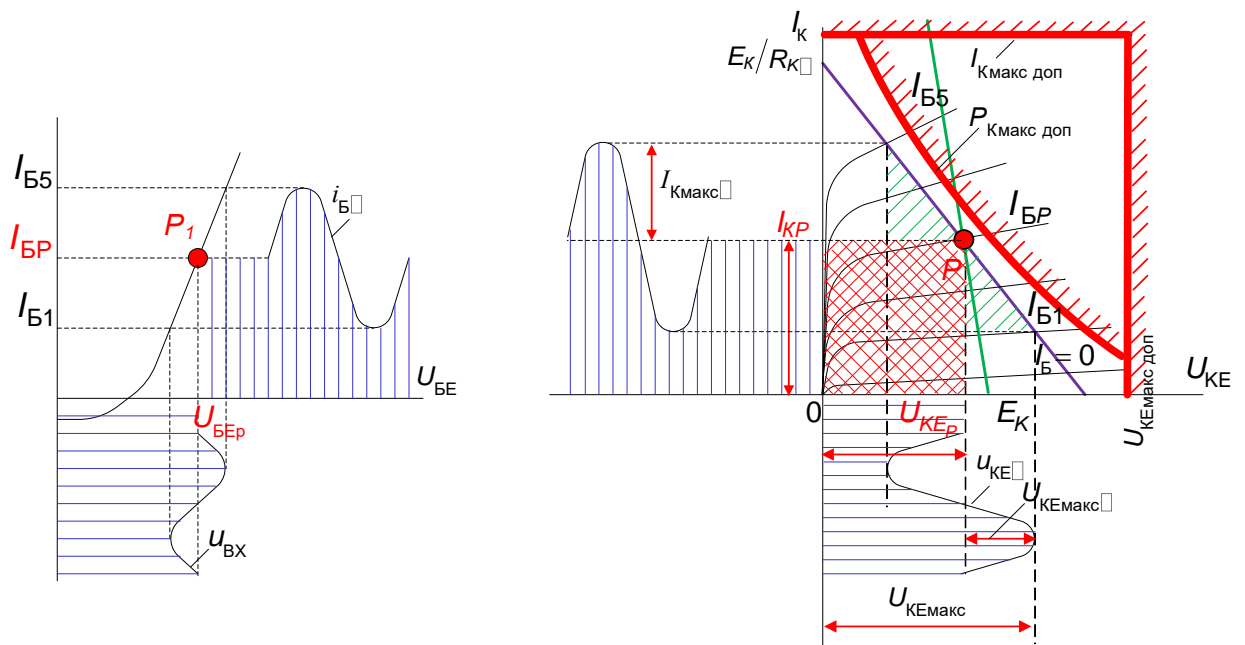


Рис. 11.7

З даного виразу і рис. 11.7 видно, що з при збільшені рівня вихідного сигналу к.к.д. η_K збільшується і наближається до максимальної величини 0,5 при $I_{K\max} = I_{Kp}$ і $U_{KE\max} = U_{KEp}$. Якщо врахувати втрати в трансформаторі і колах зміщення, то реальний к. к. д. знаходиться в межах 0,30 – 0,35.

Для найбільш повного використання транзистора координати точки P потрібно вибрати за умови одержання максимальних амплітуд напруги і струму колектора, тобто $U_{KEp} = U_{KE\max}$; $I_{Kp} = I_{K\max}$.

Для забезпечення мінімальних нелінійних спотворень початкове положення робочої точки необхідно вибрати з урахуванням симетрії півхвиль струму.

На максимальні значення амплітуд напруг і струмів накладаються очевидні обмеження:

$$U_{KEp} \approx U_{KE\max} < \frac{U_{KE\max\ доп}}{2};$$

$$I_{Kp} \approx I_{K\max} < \frac{I_{K\max\ доп}}{2};$$

де $U_{KE\max\ доп}$ і $I_{K\max\ доп}$ - відповідно максимально допустимі напруга і струм транзистора.

Максимальна напруга на колекторіві дорівнює: $U_{KE\max} = U_{KEc} + U_{KE\sim\max}$.

11.2.2. Двотактні підсилювачі потужності

Двотактний підсилювач потужності має симетричну структуру і складається з двох однакових половин, рис. 11.8. Два ідентичні за характеристиками транзистори $VT1$ і $VT2$ увімкнені за схемою зі спільним емітером працюють в однаковому режимі. Єдина відмінність в роботі половин схеми підсилювача є те, що напруги і струми в колах баз транзисторів зворотні за фазою і, як наслідок, зворотні фази напруг і струмів в колах колекторів. Призначення елементів схеми підсилювача аналогічне схемі одноконтурного підсилювача за винятком того, що вони обслуговують два транзистори.

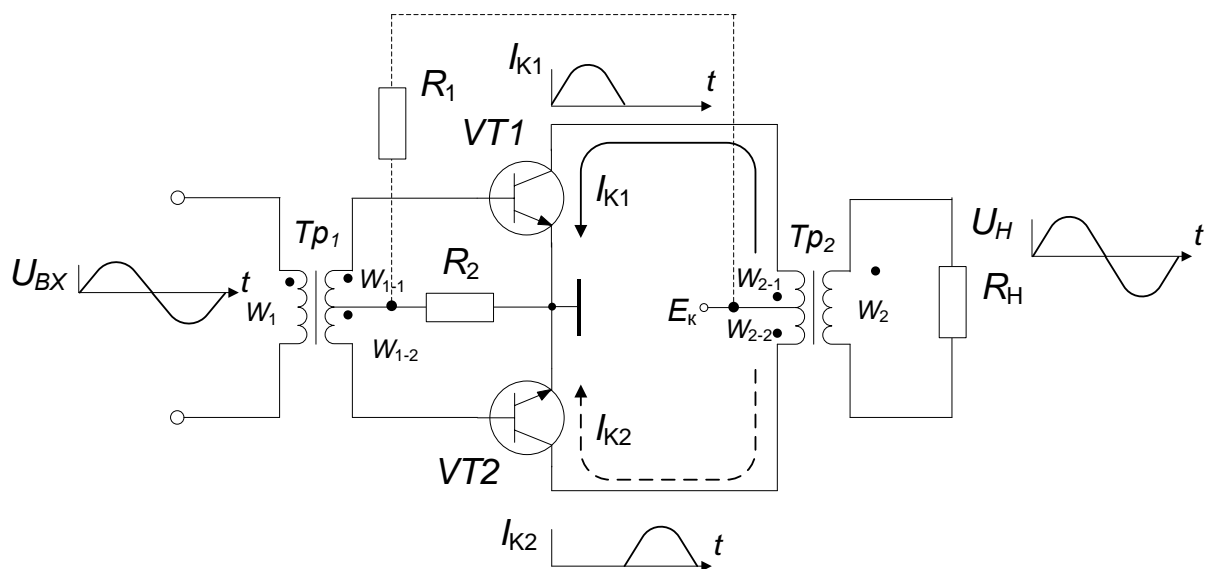


Рис. 11.8

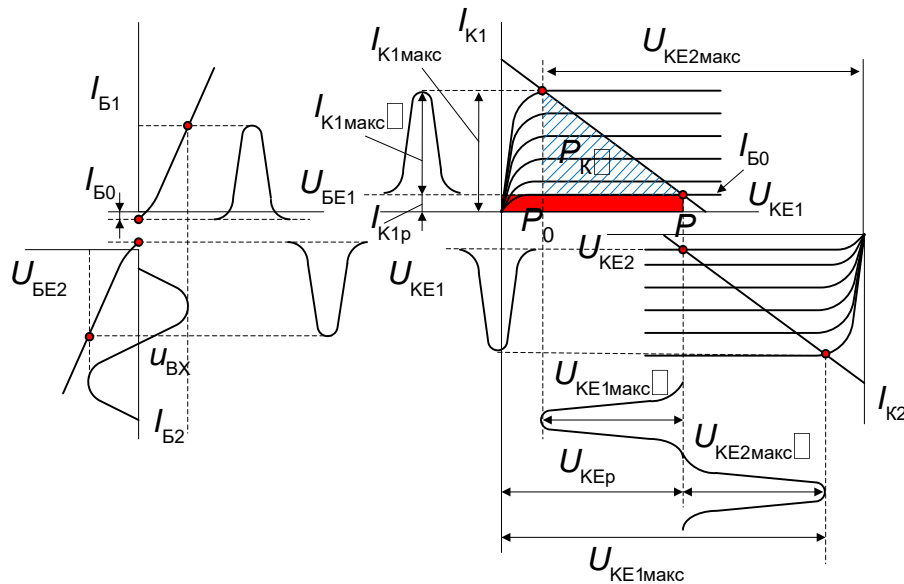
Вхідний трансформатор Tr_{BX} забезпечує одержання двох однакових за модулем, але зворотних за фазою напруг вхідних сигналів u_{BX1} і u_{BX2} . Вихідний трансформатор відносно вторинної обмотки підсумовує змінні струми і напруги в колекторних колах транзисторів. До вторинної обмотки трансформатора приєднаний навантажувальний пристрій з опором R_H .

Розглянемо принцип роботи підсилювача в режимі класу B .

При відсутності вхідного сигналу напруги на базах обох транзисторів відносно їх емітерів дорівнюють нулю. В колекторних колах обох транзисторів будуть протікати зворотні струми їх колекторних переходів I_{K0} , якими, через їх

малість, можна нехтувати. Напруга на навантаженні буде відсутня. Між колектором і емітером кожного транзистора буде прикладена напруга джерела живлення E_K .

У разі подачі вхідного сигналу, що починається з додатної півхвилі, на вторинній обмотці W_{1-1} трансформатора Tr_1 буде діяти додатна відносно



загальної точки півхвилі напруги, а на вторинній обмотці W_{1-2} – від’ємна півхвилля. В результаті транзистор VT1 буде відкритий, а – VT2 закритий

Рис.11.9

(рис. 11.9).

Через півперіоду вхідної напруги зміняться полярності напруг на вторинних обмотках трансформатора Tr_1 (і відповідно на базах транзисторів), що приведе до запирання транзистора VT1 і відпирання - VT2. Таким чином, транзистори пропускають струми по чергово, по півперіодам (з зсувом на 180^0), як видно з діаграм колекторних струмів на рис.11.8. Форми колекторних струмів показані на рис. 11.9.

При зміні миттєвого значення колекторного струму будь-якого транзистора появляється е. р. с. на обох первинних обмотках трансформатора Tr_2 .

Колекторним струмом транзистора VT1 в обмотці W_{2-1} наводиться е. р. с. самоіндукції, а на W_{2-2} - е. р. с. взаємоіндукції, а колекторним струмом транзистора VT2 – навпаки. На вторинній обмотці W_2 трансформатора Tr_2 наводиться е. р. с. взаємоіндукції $u_2=u_H=u_{2-1}(u_{2-2})n_2$, де $n_2= W_2/ W_{2-1}$.

Потужність вихідного сигналу, що виділяється в первинних обмотках вихідного трансформатора, визначається площею заштрихованого трикутника (рис. 11.9):

$$P_{\text{вих}\sim} = \frac{U_{\text{КЕмакс}\sim} I_{\text{Кмакс}\sim}}{2}.$$

Потужність, яка передається до навантаження, визначається з урахуванням к.к.д. трансформатора $\eta_{\text{тр2}}$:

$$P_{\text{н}} = \eta_{\text{тр2}} P_{\text{вих}\sim}.$$

У кожному плечі двотактного каскаду протікає пульсуючий струм, середнє значення якого визначається як:

$$I_{\text{сер}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_{\text{Кмакс}\sim} \sin \omega t d\omega t = \frac{2I_{\text{Кмакс}\sim}}{\pi}.$$

Потужність, що споживається каскадом від джерела живлення,

$$P_{\text{сер}} = E_{\text{К}} I_{\text{сер}} = \frac{2E_{\text{К}} I_{\text{Кмакс}\sim}}{\pi}.$$

К. к. д. колекторних кіл каскаду знайдемо, поділив $P_{\text{вих}\sim}$ на $P_{\text{сер}}$:

$$\eta_{\text{к}} = \frac{P_{\text{вих}\sim}}{P_{\text{сер}}} = \frac{\pi U_{\text{КЕмакс}\sim} I_{\text{Кмакс}\sim}}{4 E_{\text{К}} I_{\text{Кмакс}\sim}} = \frac{\pi U_{\text{КЕмакс}\sim}}{4 E_{\text{К}}}.$$

К. к. д. всього каскаду

$$\eta = \eta_{\text{тр2}} \eta_{\text{к}} = \eta_{\text{тр2}} \frac{\pi U_{\text{КЕмакс}\sim}}{4 E_{\text{К}}}.$$

Якщо прийняти, що $U_{\text{КЕмакс}\sim} = E_{\text{К}}$ і $\eta_{\text{тр2}} = 1$, то максимальне значення к.к.д., який можна одержати від двотактного каскаду, буде дорівнювати

$$\eta = \frac{\pi}{4} = 0,785.$$

З урахуванням того, що $U_{\text{КЕмакс}\sim} < E_{\text{К}}$ і $\eta_{\text{тр2}} = 0,8 - 0,9$, реальний к.к.д. розглянутого підсилювача складає 0,7-0,8, що вдвічі більше ніж у підсилювача класу А.

Слід відзначити, що відсутність у режимі класу В початкового зміщення приводить до нелінійних спотворень вихідного сигналу (див. рис. 11.9).

Це пов'язано з нелінійністю вхідних характеристик транзисторів на початковому відрізку. Як видно з рис. 11.9, при синусоїдальній вхідній напрузі форми базових струмів є спотвореними. Через це будуть спотворені форми колекторних струмів i_c , як наслідок, вихідна напруга підсилювача.

Для зменшення спотворень базових струмів використовують режим класу AB , при якому за допомогою резисторів R_1 і R_2 (рис. 11.8) задається початкова напруга зміщення на базах транзисторів.

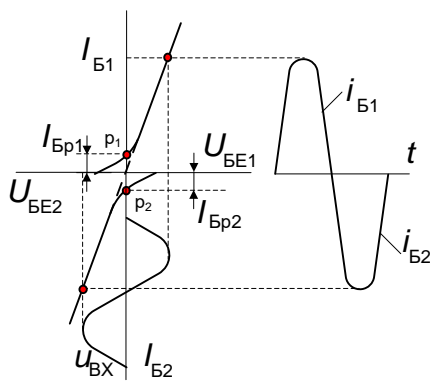


Рис. 11.10

При наявності напруги зміщення $U_{бер}$ і початкових струмів $I_{Br} \neq 0$ обох транзисторів вхідна напруга діє на збільшення базового струму одного транзистора і зменшення другого. В результаті цього результуюча вхідна характеристика каскаду буде близькою до прямої лінії (показана пунктиром на рис. 11.10). Таким чином, вплив нелінійності

вхідних характеристик транзисторів на режим підсилення зменшується. При синусоїдальній вхідній напрузі струми транзисторів будуть визначатися півхвилями синусоїди.

Переваги двотактних підсилювачів особливо відчутні при використанні режиму роботи транзисторів в класі B . В цьому випадку кожний транзистор бере участь у формуванні тільки половини періоду вихідного сигналу. Переваги наступні: значний коефіцієнт корисної дії, незначні нелінійні спотворення сигналу, оскільки компенсуються вищі гармонійні складові. По тій же причині зменшені вимоги до пульсацій випрямленої напруги джерела живлення. До недоліків потрібно віднести складність схеми підсилювача, що пов'язана з наявністю двох трансформаторів з виводом від середньої точки.

Запитання для самоконтролю

1. Наведіть схему і поясніть принцип роботи підсилювального каскаду на польовому транзисторі зі спільним витоком.
2. Наведіть еквівалентну схему заміщення підсилювального каскаду на ПТ за схемою зі СВ.
3. Визначіть за допомогою схеми заміщення вхідний і вихідний опори підсилювального каскаду на ПТ за схемою зі СВ.
4. Наведіть схему витокового повторювача, поясніть призначення елементів схеми. Якими параметрами володіє і де використовується така схема?
5. Поясніть, які переваги і які недоліки мають підсилювачі з трансформаторними зв'язками в порівнянні з підсилювачами з ємнісними зв'язками.
6. Обгрунтуйте, чому підсилювачі з трансформаторними зв'язками в основному використовуються для підсилення потужності.
7. Поясніть роботу підсилювача потужності в режимі А за допомогою вхідної і перехідної характеристик. Де використовують цей режим?
8. Поясніть роботу двотактного підсилювача потужності в режимі В за допомогою вхідної і перехідної характеристик.
9. Поясніть, що є причиною нелінійних спотворень підсилювачів що працюють у класі В.
10. Поясніть відмінність параметрів підсилювачів потужності, що працюють у класі АВ, від підсилювачів класу В?

Лекція 12.

Підсилювачі постійного струму (ППС). Поняття дрейфу ППС і заходи по його зменшенню. Диференційний підсилювач, принцип дії та основні параметри

12.1. Загальні положення

Підсилювачами постійного струму (ППС) називаються пристрої, призначені для підсилення повільно змінюваних сигналів аж до нульової частоти. На рис. 12.1 наведена АЧХ для ППС. Визначальною особливістю

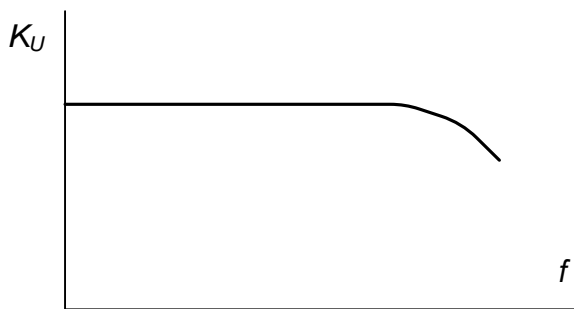


Рис. 12.1

ППС є відсутність розділових елементів, призначених для розділення підсилювальних каскадів один від іншого, а також від джерела сигналу і навантаження за постійним струмом.

Для здійснення передачі сигналів з частотами близькими до нуля в ППС використовується безпосередній (гальванічний) зв'язок. Такий зв'язок вносить в підсилювач специфічні особливості. Безпосередній зв'язок затрудняє встановлення і стабілізацію необхідного режиму спокою підсилювача. Крім того, при безпосередньому зв'язку між каскадами через підсилювач проходять і підсилюються не тільки корисні сигнали, а також і флуктуації, що зумовлені нестабільністю джерел живлення, зміною електричних параметрів схеми та наведеннями ззовні. Такі флуктуації зумовлюють наявність на виході ППС напруги в разі відсутності на його вході корисного сигналу.

Зміна напруги на виході ППС в разі відсутності або незмінності корисного сигналу на його вході називається дрейфом нуля ППС. Величину дрейфу оцінюють зміною вихідної напруги за одиницю часу при незмінному або рівному нулю вхідному сигналі. Максимальне самовільне відхилення вихідної напруги $\Delta U_{\text{вих}}$ ППС за відповідний проміжок часу при замкненому вході називається абсолютним дрейфом нуля. Якість ППС зазвичай оцінюють

за напругою дрейфу нуля, приведенного до входу підсилювача: $e_{др} = \frac{\Delta U_{вих}}{K_u}$ при $U_{вх} = const$. Величина $e_{др}$ обмежує мінімальний вхідний сигнал, тобто визначає чутливість підсилювача. Розрізняють часовий і температурний дрейф. Часовий дрейф пов'язаний зі зміною параметрів елементів схеми в часі. Температурний дрейф зумовлений впливом на параметри елементів схеми температури.

З метою зниження дрейфу нуля в ППС можуть використовуватись наступні методи:

- Використання глибоких від'ємних зворотних зв'язків;
- Використання високо стабільних джерел живлення;
- Використання високо термостабільних елементів схеми;
- Використання ППС з перетворенням (перетворення постійного струму в змінний і підсилення змінного струму, а потім його випрямлення);
- Побудова підсилювачів за балансними схемами.

12.2. Підсилювачі прямого підсилення

Схема двокаскадного ППС прямого підсилення наведена на рис.12.2. Живлення схеми здійснюється від спільного джерела E_K .

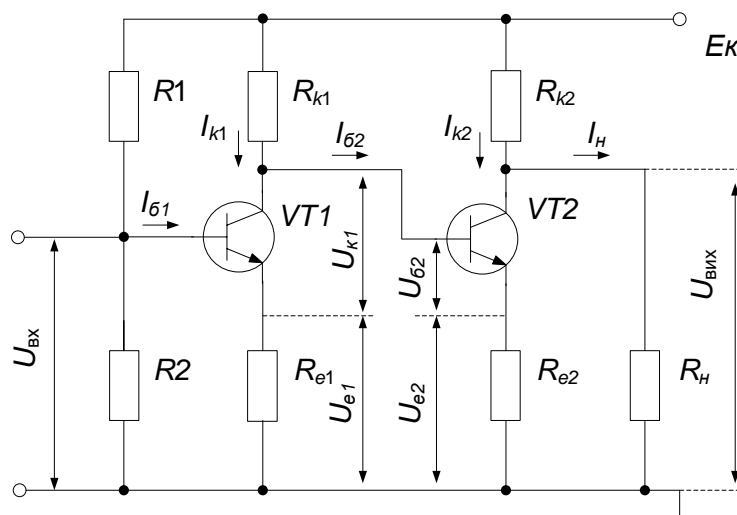


Рис. 12.2

Напруга вхідного сигналу $U_{ВХ}$ подається до бази транзистора $VT1$ і після підсилення першим каскадом безпосередньо передається до входу наступного каскаду підсилення на транзисторі $VT2$.

Напруга зміщення на базу подається за допомогою дільника $R1, R2$. При цьому порівняно високий потенціал колектора $VT1$, відповідний режиму спокою, прикладається до бази транзистора $VT2$. Якщо не забезпечити його компенсацію, то струми $I_{б2}$ і $I_{к2}$ можуть вирости настільки, що транзистор $VT2$ опиниться в режимі насичення. У приведеній схемі колекторна напруга $U_{к1}$ компенсується емітерною напругою $U_{е2}$ транзистора $VT2$, так що напруга $U_{б2}$ визначається

$$U_{б2} = U_{к1} + U_{е1} - U_{е2} .$$

Ця напруга забезпечує необхідної величини базовий струм

$$I_{б2} = \frac{U_{б2}}{h_{11e2}} = \frac{U_{б2}}{R_{ВХ2}}, \text{ відповідний нормальному режиму роботи другого}$$

каскаду.

У режимі узгодження каскадів повинні виконуватись наступні співвідношення:

$$R_{к1} = \frac{E_{к} - U_{к1} - U_{е1}}{I_{к1} + I_{б2}}; \quad R_{к2} = \frac{E_{к} - U_{к2} - U_{е2}}{I_{к2} + I_{н}}.$$

Очевидно, що чим більша величина колекторної напруги попереднього каскаду підсилення, тим більшим повинно бути падіння напруги на емітерному резисторі наступного каскаду при заданому колекторному струмові. При цьому збільшується необхідне значення емітерного опору і втрати напруги джерела живлення, що погіршує економічність схеми.

Оскільки в кожному наступному каскаді підсилена величина корисного сигналу більша, ніж у попередньому, то значення потенціалу колектора $U_{к}$, відповідне режиму спокою, повинне збільшуватися від каскаду до каскаду. За цієї причини опір $R_{е}$ у кожному наступному каскаді підсилення повинен бути більший ніж у попередньому.

У разі зменшення R_k падає коефіцієнт підсилення каскаду за напругою. При збільшенні R_e зростає глибина від'ємного зворотного зв'язку, що також приводить до зменшення коефіцієнта підсилення.

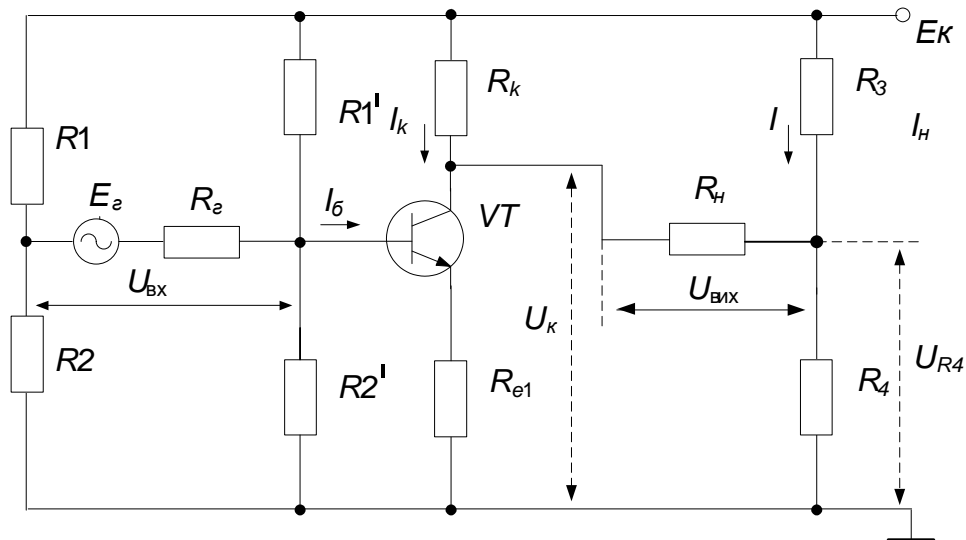


Рис.12.3

Внаслідок цього коефіцієнт підсилення ППС прямого підсилення зменшується від каскаду до каскаду.

За цієї причини побудова таких підсилювачів з кількістю каскадів більше трьох недоцільна.

При розробці ППС потрібно забезпечити узгодження потенціалів не тільки між каскадами, але і з джерелом вхідного сигналу і навантаженням. Якщо джерело сигналу ввімкнути на вході підсилювача між базою першого транзистора і спільною шиною, то через нього буде протікати постійна складова струму від джерела живлення E_k . Для усунення цього струму включають генератор вхідного сигналу між базою транзистора VT_1 і середньою точкою ділянки напруги, утвореного резисторами R_1 і R_2 .

На рис. 12.3 приведена принципова схема з включенням таким чином генератора вхідної напруги. При вірно вибраному діляннику потенціал його середньої точки в режимі спокою дорівнює потенціалу спокою на базі першого транзистора. Навантаження підсилювача зазвичай включається в діагональ моста, утвореного елементами вихідного кола підсилювача. Номінали резисторів R_3 і R_4 вибираються таким чином, щоб напруга середньої точки ділянки в режимі спокою дорівнювала напрузі на колекторі транзистора. При цьому в режимі спокою струм в навантаженні буде відсутній.

12.3. Диференційний підсилювач

Диференційний підсилювач (ДП) представляє собою балансний ППС з джерелом стабільного струму в емітерному колі.

Диференційні підсилювачі мають малий дрейф нуля, великий коефіцієнт підсилення диференційного сигналу, великий коефіцієнт подавлення синфазних завад, великий вхідний опір. На рис. 12.4 приведена схема диференційного підсилювача, яка виконана за принципом збалансованого моста, два плеча якого утворені резисторами $R_{к1}$ і $R_{к2}$, а два інших – транзисторами VT_1 і VT_2 . Опір навантаження (R_H) включений між колекторами транзисторів, тобто в діагональ моста. Живлення ДП здійснюється від двох джерел, напруги яких однакові за модулем і протилежні за знаком. Використання другого джерела живлення ($-E$) дозволяє понизити потенціали емітерів

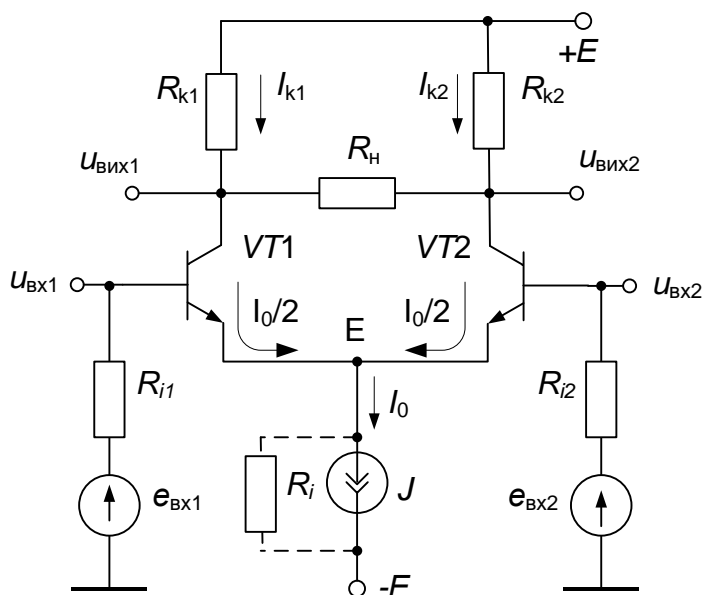


Рис. 12.4

транзисторів VT_1 і VT_2 до потенціалу загальної шини. Ця обставина дозволяє подавати сигнали до входів ДП без введення додаткових компенсуючих напруг.

В ДП потрібно виконати дві основні вимоги. **Перша вимога** – забезпечення симетрії пліч ДП. Для цього повинні бути однакові параметри транзисторів VT_1 і VT_2 , а також однакові опори резисторів $R_{к1}$ і $R_{к2}$. У даному випадку, якщо $u_{вх1}=u_{вх2}=0$, міст буде збалансований, потенціали колекторів

транзисторів VT_1 і VT_2 будуть однакові, а напруга на опорі навантаження буде дорівнювати нулю. При однаковому дрейфі нуля в обох плечах ДП потенціали колекторів обох транзисторів будуть змінюватися однаково, а тому на виході ДП дрейф нуля буде відсутній. Крім того, за рахунок симетрії пліч ДП забезпечується висока стабільність при зміні напруги живлення, температури, радіаційного впливу і т. і. Виконати першу вимогу складно на дискретних транзисторах, тому що з часом параметри транзисторів і резисторів будуть змінюватись різним чином, природно, що на них різним чином будуть впливати і зовнішні фактори, що порушить симетрію пліч.

Виконати першу вимогу можна, якщо транзистори виготовити з одного кристалу, тобто в інтегральному виконанні.

Друга вимога полягає у забезпеченні глибокого від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) для синфазного сигналу. **Синфазними** називаються сигнали, що мають однакові амплітуди, форми і фази.

ВЗЗ для синфазного сигналу здійснюється за рахунок внутрішнього опору (R_i) стабілізатора струму (J). Опір R_i утворює послідовний ВЗЗ за струмом, що зменшує коефіцієнт підсилення за напругою для синфазних сигналів.

Якщо на входах ДП будуть присутні синфазні сигнали $u_{вх1}=u_{вх2}$ (синфазними є також зовнішні завади, наведення і т.і.), то практично на таку величину зросте потенціал точки E (тому що $R_i \gg r_{BE}$), а напруги між базами і емітерами транзисторів залишаться незмінними і, відповідно, залишаться незмінними колекторні струми і напруги на колекторах транзисторів. Напруга на опорі навантаження буде дорівнювати нулю $u_{RH} = u_{вих1} - u_{вих2} = 0$. Таким чином, ДП не підсилює синфазних сигналів, а значить ефективно подавляє сигнали завад і зовнішніх наведень. Слід відзначити що ДП знижує вплив внутрішніх факторів, які проявляються через зміну параметрів елементів схеми у часі і від температури.

Розглянемо роботу ДП при подачі диференціального вхідного сигналу.

Диференціальними називаються сигнали, які мають однакові амплітуди і протилежні фази.

Якщо вхідну напругу подати між входами ДП, тобто до кожного входу подається половина амплітудного значення вхідної напруги, при чому в протилежних фазах. Якщо напруга $u_{вх1}$ буде додатною, то $u_{вх2}$ – від’ємною. За рахунок дії напруги $u_{вх1}$ транзистор VT1 привідкриється і струм його емітера одержить додатний приріст ΔI_e , а за рахунок дії $u_{вх2}$ транзистор VT2 призакриється і його струм одержить такий же за модулем від’ємний приріст ($-\Delta I_e$). Сума емітерних струмів транзисторів залишиться незмінним $\frac{I_0}{2} + \Delta I_e + \frac{I_0}{2} - \Delta I_e = I_0 = const$, що свідчить про відсутність ВЗЗ для диференціального сигналу.

Через те, що напруги на колекторах транзисторів VT1 і VT2 будуть змінюватись у протифазі, напруга на навантаженні буде подвійною.

У залежності від того, як підключено джерело вхідного сигналу і опір навантаження, можна виділити чотири схеми включення ДП:

1. симетричний вхід і вихід;
2. симетричний вхід і несиметричний вихід;
3. несиметричний вхід і симетричний вихід;
4. несиметричний вхід і вихід.

При симетричному вході джерело вхідного сигналу підключається між входами ДП (між базами транзисторів VT1 і VT2). При симетричному виході опір навантаження підключається між колекторами транзисторів VT1 і VT2.

Визначимо основні параметри ДП при симетричному включенні.

1. Вхідний опір $R_{вхдиф} = 2[r_{\sigma} + r_e(\beta + 1)]$. Враховуючи що $\beta \gg 1$ і $\beta r_e \gg r_{\sigma}$, одержимо $R_{вхдиф} \cong 2\beta r_e$.
2. Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_{удиф} = \frac{U_{вих}}{E_{\Gamma}} = \frac{\frac{U_{вих}}{2}}{\frac{E_{\Gamma}}{2}} = K_{упл}$$

тобто, коефіцієнт підсилення за напругою всього ДП дорівнює коефіцієнту підсилення одного плеча.

Коефіцієнт підсилення плеча можна визначити через коефіцієнт підсилення за струмом (β), еквівалентний опір навантаження $\left(R_k \parallel \left(\frac{R_H}{2}\right)\right)$ і еквівалентний вхідний опір $(R_\Gamma + R_{\text{вхпл}})$:

$$K_{\text{упл}} = K_{\text{удиф}} = \frac{\beta \left[R_k \parallel \left(\frac{R_H}{2} \right) \right]}{R_\Gamma + R_{\text{вхпл}}}$$

Тут враховано, що до виходу одного плеча підключається тільки половина R_H . При симетричному виході середня точка резистора R_H завжди буде мати нульовий потенціал, тобто потенціал загальної шини.

Якщо врахувати, що $R_k \gg R_H/2$, $R_{\text{вхпл}} = \beta r_e \gg R_e$ і β велике, то рівняння прийме вигляд:

$$K_{\text{упл}} = K_{\text{удиф}} = \frac{\beta R_k}{\beta r_e} = \frac{R_k}{r_e}$$

3. Коефіцієнт підсилення за струмом визначимо за умови, що $I_{\text{вх}} = I_\beta$:

$$K_{\text{удиф}} = \frac{I_H}{I_{\text{вх}}} = \frac{\beta I_\beta \frac{R_k}{\left(R_k + \frac{R_H}{2}\right)}}{I_\beta} = \beta \frac{R_k}{\left(R_k + \frac{R_H}{2}\right)}$$

4. Вихідний опір ДП для схеми з симетричним виходом дорівнює подвоєному вихідному опору плеча $R_{\text{вих пл}}$, який дорівнює R_k

$$R_{\text{вих диф}} = 2 R_k$$

Запитання для самоконтролю

1. Дайте визначення підсилювача постійного струму (ППС) і наведіть його АЧХ.
2. Поясніть, які недоліки має ППС через використання в нього безпосереднього (гальванічного) зв'язку.
3. Поясніть, що таке дрейф ППС і які є його різновиди.
4. Що таке приведений дрейф ППС і як він впливає на чутливість підсилювача?
5. Які методи використовуються для зниження дрейфу ППС?
6. За рахунок чого забезпечується режим спокою транзистора VT2 (див. рис.13.2) і як це впливає на економічність схеми?
7. Поясніть, чому у багатокаскадному ППС коефіцієнт підсилення зменшується у кожному наступному каскаді.
8. Як узгоджується джерело вхідних сигналів з входом ППС?
9. Для чого у диференціальних підсилювачах (ДП) використовуються два джерела живлення?
10. Поясніть, чому в ДП відсутній дрейф.
11. Чому ДП трудно виконати на дискретних елементах?
12. Якими способами можуть включатися ДП?
13. Як визначаються основні ($R_{вх}$, $R_{вих}$, K_u , K_i) параметри ДП, включеного за схемою симетричний вхід-симетричний вихід?

Лекція 13.

Операційні підсилювачі (ОП). Структурна схема і основні параметри ОП. Інвертуючий і неінвертуючий підсилювачі на ОП. Суматори, віднімачі, інтегратори і компаратори на ОП

13.1. Операційні підсилювачі (ОП). Структурна схема і основні параметри ОП.

Операційний підсилювач (ОП) – це підсилювач постійного струму (ППС) з диференційним входом і однотактним виходом, який має великий коефіцієнт підсилення за напругою (K_U), великим входним ($R_{вх}$) і малим

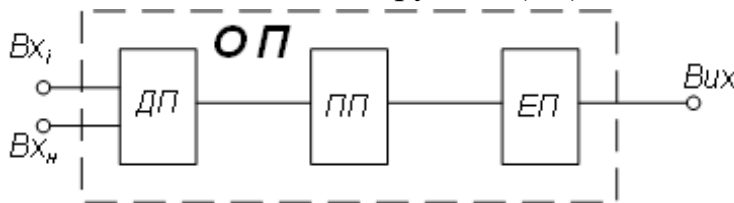


Рис. 13.1

вихідним ($R_{вих}$) опорами.

За структурою

ОП бувають три- або

двокаскадні.

Структурна схема трикаскадного ОП наведена на рис. 13.1. Перший каскад (ДП) виконаний за диференційною схемою має відповідно прямий та інверсний входи і працює в режимі мікрострумів, забезпечуючи цим великий входний опір. Другий каскад (ПП – проміжний підсилювач) забезпечує підсилення напруги. Третій каскад (ЕП – емітерний повторювач) забезпечує підсилення потужності, а також малий вихідний опір.

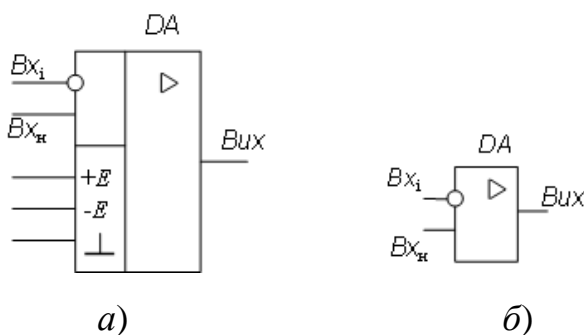


Рис. 13.2

Умовне зображення і літерне позначення ОП приведені на рис. 13.2 (а – повне, б - спрощене).

Еквівалентна схема ОП зображена на рис. 13.3. Опір між замкнутими входами ОП і загальною шиною джерел живлення називається синфазним опором $R_{сф}$. Опір між

входами ОП називається диференційним опором $R_{диф}$. При цьому $R_{сф} \gg R_{диф}$.

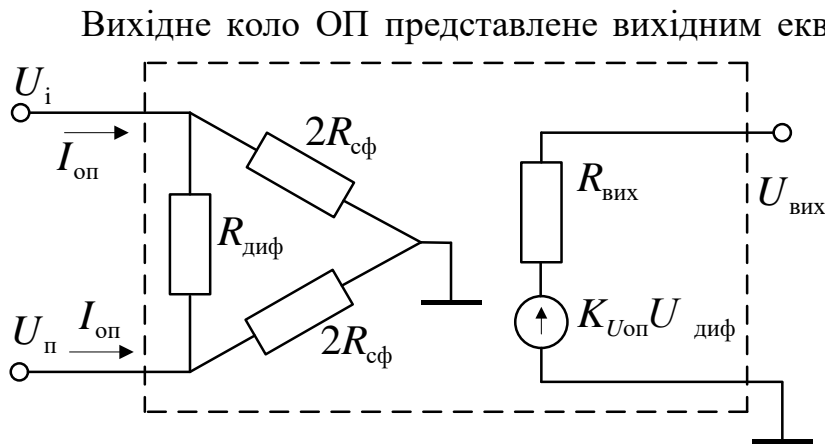


Рис. 13.3

ЕРС якого дорівнює добутку внутрішнього коефіцієнта підсилення ОП і диференційної напруги (різниці напруг між інверсним

і прямим входами) $K_U \cdot U_{\text{диф}}$.

Початкові вхідні і вихідні напруги ОП відносно загальної шини дорівнюють нулю. Це дозволяє безпосередньо з'єднувати ОП по касадно, не використовуючи розділових конденсаторів. Рівність нулю вихідних напруг досягається використанням двох джерел живлення, які мають однакові за величиною додатну і від'ємну напруги.

Ідеальний ОП це підсилювач з такими параметрами: $K_{U_{\text{оп}}} = \infty$; $R_{\text{вх}} = \infty$; $R_{\text{вих}} = 0$.

У зв'язку з тим, що $R_{\text{вх}} = \infty$, вхідний струм ОП $I_{\text{вхоп}} = 0$. А через те, що вхідний струм ОП дорівнює нулю, то напруга між інверсним і прямим входами буде дорівнювати нулю, тобто $U_{\text{диф}} = U_i - U_{\text{п}} = 0$. Це називається **віртуальним замиканням** вхідних затискачів ОП. При віртуальному замиканні, як і при звичайному, напруга між замкнутими затискачами дорівнює нулю. Однак, на відміну від звичайного замикання, струм між віртуально замкненими затискачами не протікає. Іншими словами, для струму віртуальне замикання еквівалентне розриву.

Основні параметри і характеристики ОП

Основними параметрами ОП є наступні:

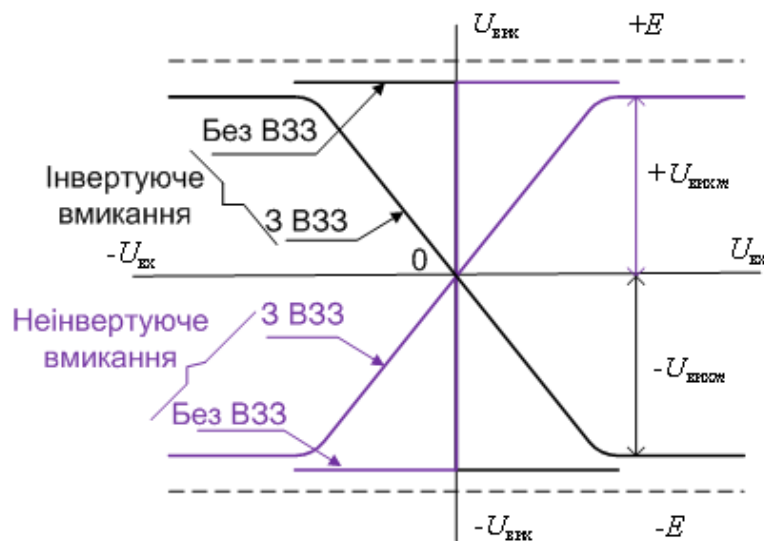


Рис. 13.4

Коефіцієнт підсилення ($K_{U_{оп}}$) – відношення приросту значення вихідної напруги до визвавшої її зміни диференційної вхідної напруги.

Напруга зміщення ($U_{зм}$) – напруга, яку потрібно підключити між входами ОП для

одержання нуля на виході ОП.

Середній вхідний струм ($I_{вхсер}$) – середнє арифметичне значення вхідних струмів виміряних при такій вхідній напрузі за якої вихідна напруга ОП дорівнює нулю.

Різниця вхідних струмів ($\Delta I_{вх}$) – абсолютне значення різниці струмів двох входів підсилювача, виміряних якщо напруга на виході ОП дорівнює нулю.

Температурний дрейф вхідного струму ($\frac{\Delta I_{вх}}{\Delta T^0}$) – відношення максимальної зміни вхідного струму ОП до визвавшої його зміну навколишньої температури.

Вхідний опір для диференційного сигналу ($R_{вхдиф}$) – опір одного із входів ОП при закороченому іншому вході.

Вхідний опір для синфазного сигналу ($R_{вхсф}$) – опір між одним із входів і загальною шиною джерел живлення.

Вихідний опір ($R_{вих}$).

Джерела живлення ($\pm E$).

Амплітудні характеристики ОП $U_{\text{вих}}=f(U_{\text{вх}})$ зображені на рис. 13.4. Робочими в лінійних схемах є скісні ділянки характеристик (з ВЗЗ), а в імпульсних схемах – горизонтальні ділянки.

13.2. Інвертуючий підсилювач

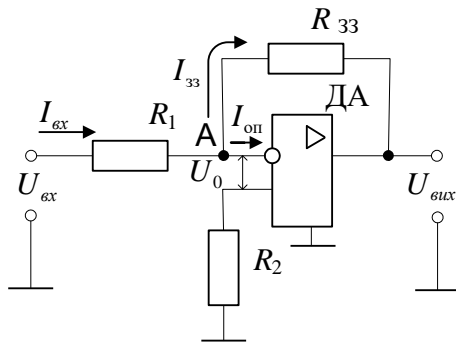


Рис. 13.5

При розгляді схем на ОП будемо рахувати, що ОП ідеальний, тобто $K_{U_{\text{оп}}}=\infty$; $R_{\text{вх}}=\infty$; $R_{\text{вих}}=0$. У інвертуючого підсилювача (рис. 13.5) ОП охоплений паралельним від'ємним зворотним зв'язком (ВЗЗ) за напругою. Через те, що $R_{\text{вх}}=\infty$, вхідний струм ОП буде дорівнювати нулю ($I_{\text{вхоп}}=0$) і, як

наслідок, напруга між входами ОП $U_0=0$. У зв'язку з цим потенціал точки А також буде дорівнювати нулю $U_A=0$. Таким чином, точка А є уявною землею або «віртуальним нулем». Через те, що струм між вхідними затискачами дорівнює нулю, то для струму віртуальне замикання еквівалентне розриву. Вхідний опір інвертуючого підсилювача дорівнює $R_{\text{вх}} = R_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}$.

За першим законом Кірхгофа, з урахуванням що $I_{\text{оп}}=0$, для вузла А маємо : $I_{\text{вх}} = -I_{33}$, або $\frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = -\frac{U_{\text{вих}}}{R_{33}}$. З цієї рівності знаходимо коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача.

$$K_{Ui} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{R_{33}}{R_1}, \text{ де } \frac{R_1}{R_{33}} = \beta - \text{коефіцієнт зворотного зв'язку.}$$

За умови $R_{33} = R_1$, $K_{Ui} = -1$ - схема називається інвертором.

Резистор R_2 вибирається за умови $R_2 = \frac{R_1 \cdot R_{33}}{R_1 + R_{33}}$ і ставиться для зменшення впливу змін вхідних струмів, які впливають на зміщення транзисторів вхідного диференційного каскаду ОП.

13.3. Неінвертуючий підсилювач

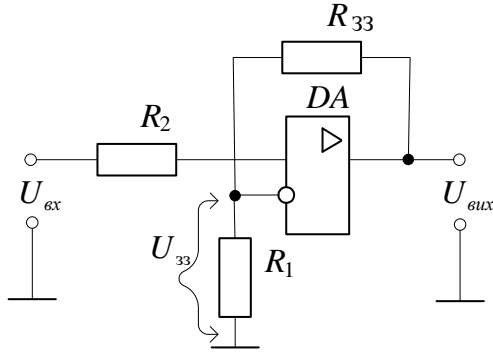


Рис. 13.6

У неінвертуючого підсилювача (рис. 13.6) послідовний від'ємний зворотний зв'язок за напругою подається до інвертуючого входу ОП, а вхідний сигнал – до неінвертуючого.

Напруга зворотного зв'язку

$$U_{зз} = U_{вих} \cdot R_1 / (R_1 + R_{33}) = \beta \cdot U_{вих},$$

де $\beta = R_1 / (R_1 + R_{33})$ - коефіцієнт

зворотного зв'язку.

Оскільки $K_{U_{ОП}} = \infty$, то коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача буде визначатись як

$$K_{U_H} = \frac{1}{\beta} = \frac{(R_1 + R_{33})}{R_1} = 1 + \frac{R_{33}}{R_1}.$$

Якщо $R_{33} = 0$, а $R_1 \rightarrow \infty$, то $K_{U_H} = 1$. Така схема називається повторювачем напруги.

13.4. Інвертуючий суматор

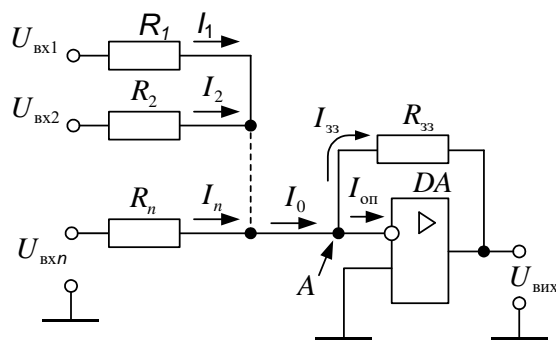


Рис. 13.7

Схема інвертуючого суматора приведена на рис. 13.7. Вона побудована основі інвертуючого підсилювача. Оскільки вхідний опір ОП великий $R_{ВХ_{ОП}} = \infty$, то його вхідний струм буде відсутній $I_{оп} = 0$, а $I_0 = -I_{33}$. Струм I_0 є сумою вхідних струмів, що протікають під дією

вхідних напруг $U_{ВХ1}, U_{ВХ2}, \dots, U_{ВХn}$: $I_0 = I_{ВХ1} + I_{ВХ2} + \dots + I_{ВХn}$.

Враховуючи, що напруга у точці А дорівнює нулю, запишемо:

$$I_0 = \frac{U_{ВХ1}}{R_1} + \frac{U_{ВХ2}}{R_2} + \dots + \frac{U_{ВХn}}{R_n}.$$

Взявши до уваги, що $I_{33} = \frac{U_{ВИХ}}{R_{33}}$, одержимо

$$\begin{aligned} \frac{U_{ВХ1}}{R_1} + \frac{U_{ВХ2}}{R_2} + \dots + \frac{U_{ВХn}}{R_n} &= -\frac{U_{ВИХ}}{R_{33}}, \text{ або} \\ U_{ВИХ} &= -\left(\frac{U_{ВХ1}R_{33}}{R_1} + \frac{U_{ВХ2}R_{33}}{R_2} + \dots + \frac{U_{ВХn}R_{33}}{R_n}\right) = \\ &= -(U_{ВХ1}K_{U1} + U_{ВХ2}K_{U2} + \dots + U_{ВХn}K_{Un}). \end{aligned}$$

Таким чином, вихідна напруга підсилювача є сумою вхідних напруг, помножених на свій коефіцієнт підсилення. Якщо прийняти, що

$$R_1 = R_2 = R_n = R, \text{ то}$$

$$\begin{aligned} U_{ВИХ} &= -(U_{ВХ1} + U_{ВХ2} + \dots + U_{ВХn}) \frac{R_{33}}{R} \\ &= -(U_{ВХ1} + U_{ВХ2} + \dots + U_{ВХn}) K_{Ui}. \end{aligned}$$

Знак мінус вказує, що наряду з підсумовуванням відбувається інвертування сигналу.

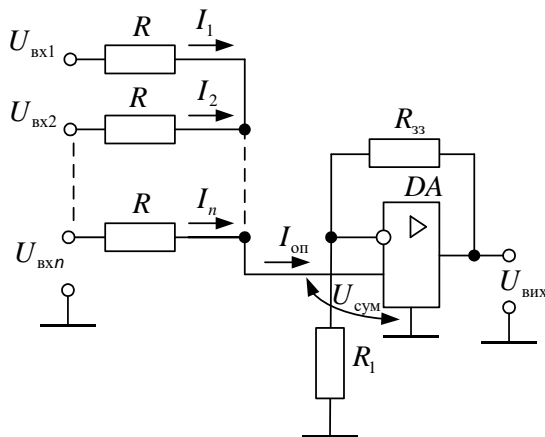


Рис. 13.8

13.5. Неінвертующий суматор

Неінвертующий суматор (рис. 13.8) реалізується аналогічно розглянутому інвертуєчому суматору, використавши для цього неінвертующий підсилювач. Враховуючи, що вхідний струм ОП $I_{оп}$ дорівнює нулю, запишемо:

$$\begin{aligned} I_{оп} = I_1 + I_2 + \dots + I_n = 0 &= \frac{(U_{ВХ1} - U_{СУМ})}{R} + \\ &+ \frac{(U_{ВХ2} - U_{СУМ})}{R} + \dots + \frac{(U_{ВХn} - U_{СУМ})}{R}. \end{aligned}$$

Звідси знаходимо, що $U_{ВХ1} + U_{ВХ2} + \dots + U_{ВХn} = nU_{СУМ}$,

де n – число входів суматора.

Вихідна напруга буде дорівнювати

$$U_{ВИХ} = K_{U_i} U_{СУМ} = \frac{(R_1 + R_{33})}{R_1} \cdot \frac{U_{ВХ1} + U_{ВХ2} + \dots + U_{ВХn}}{n} =$$

$$= \frac{(R_1 + R_{33})}{n \cdot R_1} \cdot (U_{ВХ1} + U_{ВХ2} + \dots + U_{ВХn})$$

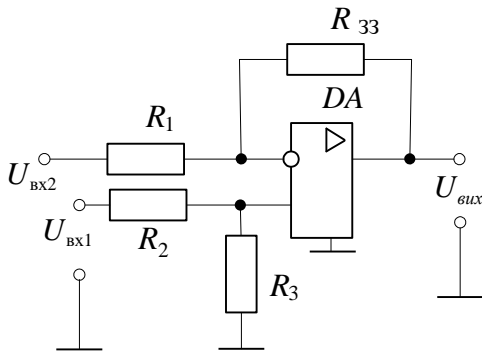


Рис. 13.9

13.6. Диференціальний підсилювач (Схема віднімання)

Схема диференціального (віднімального) підсилювача приведена на рис. 13.9. Розглянемо роботу схеми, використовуючи метод накладання.

Спочатку

розглянемо випадок, коли $U_{ВХ2}=0$, тобто закоротимо $U_{ВХ2}$. В даному випадку напруга на виході буде визначатись:

$$U_{ВИХ1} = U_{ВХ1} \left[\frac{R_3}{(R_2 + R_3)} \right] \left[\frac{(R_1 + R_{33})}{R_1} \right].$$

Якщо $U_{ВХ1} = 0$, то схема зводиться до інвертуючого підсилювача і $U_{ВИХ2} = -U_{ВХ2} \frac{R_{33}}{R_1}$.

У результаті дії двох вхідних сигналів вихідна напруга підсилювача буде визначатись:

$$U_{ВИХ} = U_{ВИХ1} + U_{ВИХ2} =$$

$$= U_{ВХ1} \left[\frac{R_3}{(R_2 + R_3)} \right] \left[\frac{(R_1 + R_{33})}{R_1} \right] - U_{ВХ2} \frac{R_{33}}{R_1}.$$

При $R_1 = R_2$, $R_3 = R_{33}$ одержимо, що

$$U_{\text{ВИХ}} = \left(\frac{R_{33}}{R_1} \right) (U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}).$$

13.10. Інтегратор

Якщо в схемі інвертуючого підсилювача (рис. 13.5) резистор R_{33} замінити конденсатором C , то одержимо схему інтегратора (рис. 13.10). Як відомо з курсу електротехніки, $u_c(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) dt$

Оскільки $I_{\text{ОП}}=0$, то

$$i_C(t) = -i_{\text{ВХ}}(t) = -\frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1}.$$

13.11. Враховуючи, що $U_A = 0$, одержимо $U_{\text{ВИХ}}(t) = U_C(t) =$

$$-\frac{1}{C} \int \frac{U_{\text{ВХ}}(t)}{R_1} dt = -\frac{1}{RC} \int \frac{U_{\text{ВХ}}(t)}{R_1} dt.$$

Таким чином, напруга на виході пропорційна інтегралу вхідної напруги.

Якщо перейти від невизначеного інтегралу до визначеного, то одержимо

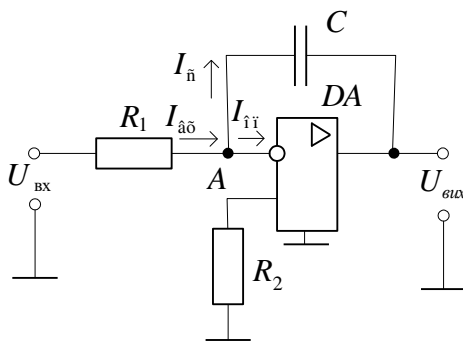


Рис. 13.10

$$U_{\text{ВИХ}}(t) = U_{\text{ВИХ}}(0) - \frac{1}{RC} \int_0^t \frac{U_{\text{ВХ}}(t)}{R_1} dt,$$

де $U_{\text{ВИХ}}(0)$ - початкова напруга на виході інтегратора (на конденсаторі) при $t = 0$.

13.11. Компаратори

Компараторами (схемами порівняння) сигналів називаються пристрої, призначені для порівняння між собою за відповідними параметрами двох чи декількох сигналів. Компаратори напруги – це пристрої, за допомогою яких визначають момент рівності двох напруг.

В компараторах напруги ОП не охоплений зворотним зв'язком, що дозволяє за рахунок великого коефіцієнта підсилення збільшити швидкість переходу з одного стану в інший і підвищити точність спрацювання. Компаратори можуть порівнювати як однополярні, так і різнополярні напруги.

Схема компаратора однополярних напруг зображена на рис. 13.11, а. Напруга $U_{ВХ1}$ подається до інверсного входу ОП, а $U_{ВХ2}$ - до прямого (рис. 13.11, б). Вихідна напруга ОП визначається $U_{ВІХ} = -(\pm U_{д})K_{УОП}$. Враховуючи що $K_{УОП} = \infty$, а диференційна напруга $U_{д} = U_{ВХ1} - U_{ВХ2}$, можна зробити такі висновки:

1. Величина вихідної напруги не залежить від величини $U_{д}$, а обмежена тільки напругою джерел живлення ОП;
2. Полярність вихідної напруги визначається полярністю диференційної напруги.

На рис. 13.11, в показана диференційна напруга (пунктир), полярність якої змінюється в момент рівності вхідних напруг (t_1). Це приводить до зміни стрибком вихідної напруги компаратора (рис. 13.11, з). Враховуючи що величина U_D не має значення, то для захисту диференційного входу ОП від

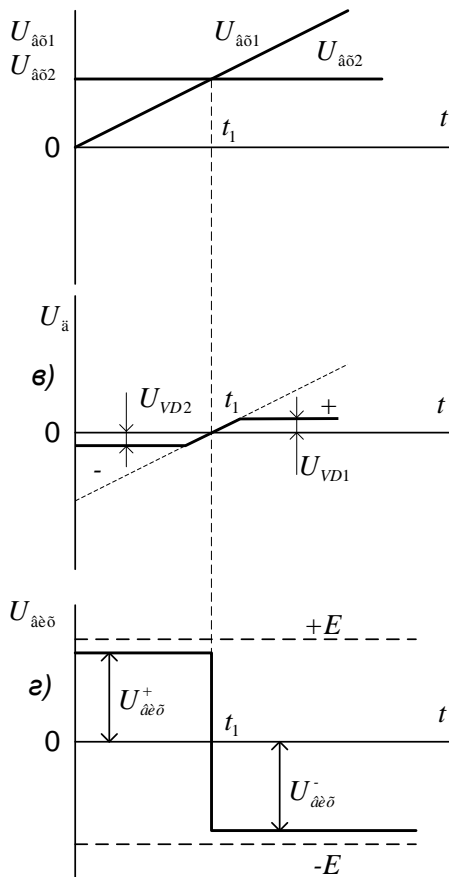
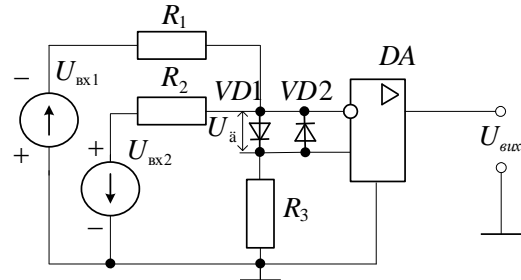
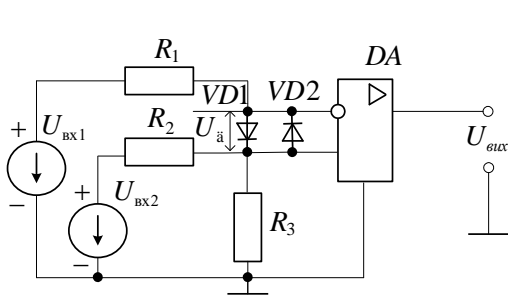


Рис. 13.11

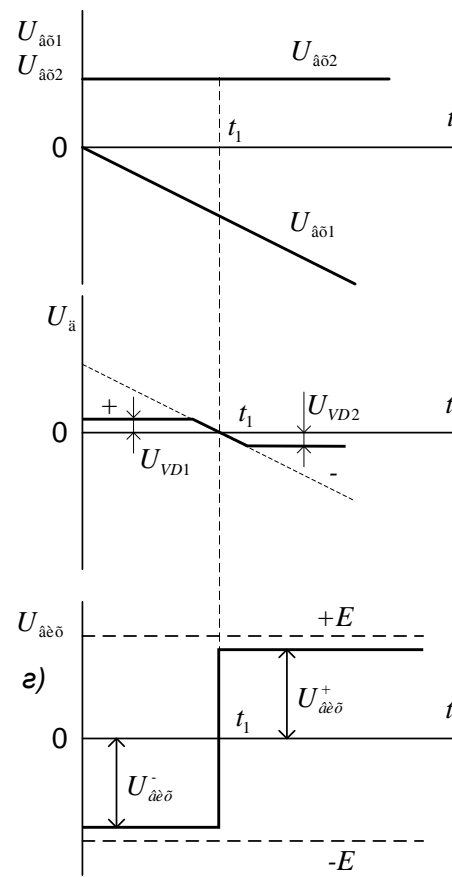


Рис. 13.12

перенапруги включені зустрічно паралельні діоди VD_1 і VD_2 . Вони обмежують величину диференційної напруги ОП (суцільна лінія на рис. 13.11, в).

На рис. 13.12 наведена схема і часові діаграми компаратора різнополярних напруг.

Запитання для самоконтролю

1. Нарисуйте структурну схему ОП і поясніть призначення її каскадів.
2. Наведіть основні параметри ОП. Дайте визначення ідеального ОП.
3. Поясніть, як визначається і від чого залежить коефіцієнт підсилення інвертуючого підсилювача на ОП.
4. За яких умов інвертуючий підсилювач на ОП буде називатись інвертором?
5. Як визначається коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача на ОП?
6. Як на основі неінвертуючого підсилювача побудувати повторювач напруги?
7. Поясніть побудову і принцип дії інвертуючого суматора.
8. Поясніть побудову і принцип дії неінвертуючого суматора.
9. Наведіть схему і поясніть роботу схеми диференційного підсилювача (схеми віднімання) на ОП.
10. Наведіть схему і поясніть роботу інтегратора на ОП.
11. Наведіть схему і поясніть роботу компаратора однополярних сигналів.
12. Наведіть схему і поясніть роботу компаратора різнополярних сигналів.

Тема 2.2. Генератори гармонійних коливань

Лекція 14.

Класифікація генераторів. Умови самозбудження автогенераторів. LC- і RC-автогенератори на операційних підсилювачах. Стабілізація частоти генераторів. Кварцові автогенератори.

14.1. Класифікація генераторів

Електронними генераторами називаються пристрої, що перетворюють енергію джерела живлення в енергію електричних коливань заданої частоти і форми. За формою вихідних коливань розрізняють генератори гармонічних (синусоїдальних) коливань і релаксаційні (імпульсні) генератори. Релаксаційні генератори формують коливання, форма яких відмінна від синусоїди (прямокутна, пилкоподібна та ін.).

Гармонічні коливання в генераторах формуються резонансними LC-контурми, або з допомогою підсилювачів з фазуючими RC-колами, ввімкненими в коло зворотного зв'язку. Відповідно генератори називають LC- або RC-генераторами синусоїдальних коливань. Малопотужні LC-генератори синусоїдальних коливань застосовуються у вимірювальних і регулювальних пристроях, потужні – для живлення технологічних установок ультразвукової обробки матеріалів, індукційного нагрівання металів і діелектриків, тощо. RC-генератори синусоїдальних коливань застосовуються в системах перетворення постійного струму в змінний, а також у вимірювальних пристроях.

В залежності від способу збудження розрізняють генератори з незалежним збудженням і генератори з самозбудженням (автогенератори). Генератор з незалежним збудженням по суті не відрізняється від резонансного підсилювача, на вхід якого подаються електричні сигнали від автогенератора.

14.2. Умови самозбудження автогенераторів

Структурна схема автогенератора (рис. 14.1) складається з підсилювача з коефіцієнтом підсилення \dot{K} і кола додатного зворотного зв'язку (ДЗЗ) з коефіцієнтом зворотного зв'язку $\dot{\beta}$, де $\dot{\beta} = \frac{\dot{U}_{зз}}{\dot{U}_{вих}}$.

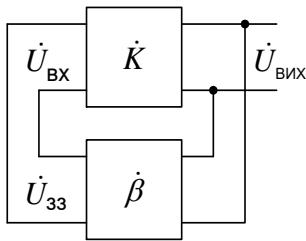


Рис. 14.1

Напруга на виході підсилювача (виході автогенератора) визначається $\dot{U}_{вих} = \dot{K}\dot{U}_{вих}$,

$$\text{де } \dot{U}_{вих} = \dot{U}_{зз} = \dot{\beta}\dot{U}_{вих}.$$

Враховуючи це, отримаємо: $\dot{U}_{вих} = \dot{\beta}\dot{K}\dot{U}_{вих}$.

Таким чином, усталені коливання будуть

існувати в схемі за умови що $\dot{\beta}\dot{K} = 1$.

Одержаний вираз можна представити у вигляді

$$\dot{\beta}\dot{K} = \beta K e^{j(\varphi_{\beta} + \varphi_K)} = 1,$$

де β і K – модулі коефіцієнта передачі кола зворотного зв'язку і коефіцієнта підсилення підсилювача, а φ_{β} і φ_K – аргументи цих коефіцієнтів. Оскільки коефіцієнт підсилення підсилювача і коефіцієнт зворотного зв'язку є величинами комплексними, то це рівняння буде виконуватись при двох умовах:

1. $\beta K = 1$,

2. $\varphi_{\beta} + \varphi_K = 2\pi n$, де $n=0,1,2, \dots$

Перша умова називається **балансом амплітуд**, а друга – **балансом фаз**. Ова балансу фаз означає, що у стаціонарному режимі сума фазових зсувів вихідної напруги підсилювача і напруги кола зворотного зв'язку в автогенераторі дорівнює нулю або кратна числу 2π . Це означає, що в автогенераторах має місце додатній зворотний зв'язок. Умова балансу амплітуд означає, що втрати енергії в автогенераторі поповнюються колом додатного зворотного зв'язку від джерела живлення автогенератора. Слід зауважити, що для надійного запуску автогенератора необхідно щоб $\beta K \geq 1$.

14.2. LC- і RC- автогенератори на операційних підсилювачах

14.2.1. LC- автогенератор. Автогенератор виконаний на неінвертуючому підсилювачі, в коло ДЗЗ якого ввімкнутий коливальний LC-контур (рис. 14.2). Резистори R_1 і $R_{ВЗЗ}$ утворюють коло від'ємного зворотного зв'язку. Оскільки неінвертуючий підсилювач на ОП має малий вихідний опір, то для того, щоб LC- контур не шунтував вихід ОП, його вмикають через резистор $R_{ДЗЗ}$.

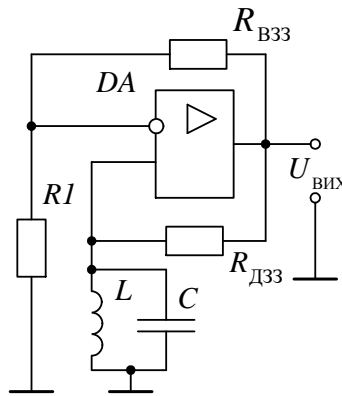


Рис. 14.2

На частоті резонансу $f_p = \frac{1}{2\pi}\sqrt{LC}$ паралельний LC- контур має дуже великий активний опір і не шунтує вхід ОП. При цьому глибина ДЗЗ стає більшою ніж глибина від'ємного зворотного зв'язку (ВЗЗ) і в схемі виконуються умови самозбудження.

$$K_{ВЗЗ}K_{ДЗЗ} \geq 1 \text{ і } \varphi_{ВЗЗ} + \varphi_{ДЗЗ} = 0.$$

При відхиленні частоти від f_p опір LC- контуру зменшується і приймає реактивний характер. Це приводить до зменшення коефіцієнту підсилення підсилювача (за рахунок зниження глибини ДЗЗ, яка стає меншою ніж глибина ВЗЗ) і виникненню додаткових фазових зсувів у коливальному контурі, що порушує другу умову автоколивань – баланс фаз. Таким чином, генерація у схемі можлива тільки на резонансній частоті коливального контуру, тобто

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

14.2.3. RC- автогенератори. Для одержання гармонійних коливань низьких частот LC -автогенератори не використовуються. На низьких частотах (десятки герц – десятки кілогерц) потрібні великі значення індуктивностей і ємностей, що приводить до погіршення технічних параметрів (наприклад, стабільність частоти) та техніко-економічних (вага, маса, вартість) таких генераторів. На низьких частотах використовують автогенератори, в яких додатні зворотні зв'язки виконують фазуючі RC - кола. Такі автогенератори називаються RC -автогенераторами.

В автогенераторах можуть використовуватись як інвертуючі, так і неінвертуючі підсилювачі сигналів. В першому випадку для виконання балансу фаз RC - коло зворотного зв'язку повинно забезпечити додатковий фазовий зсув на $\pm 180^\circ$, а в другому – 0° .

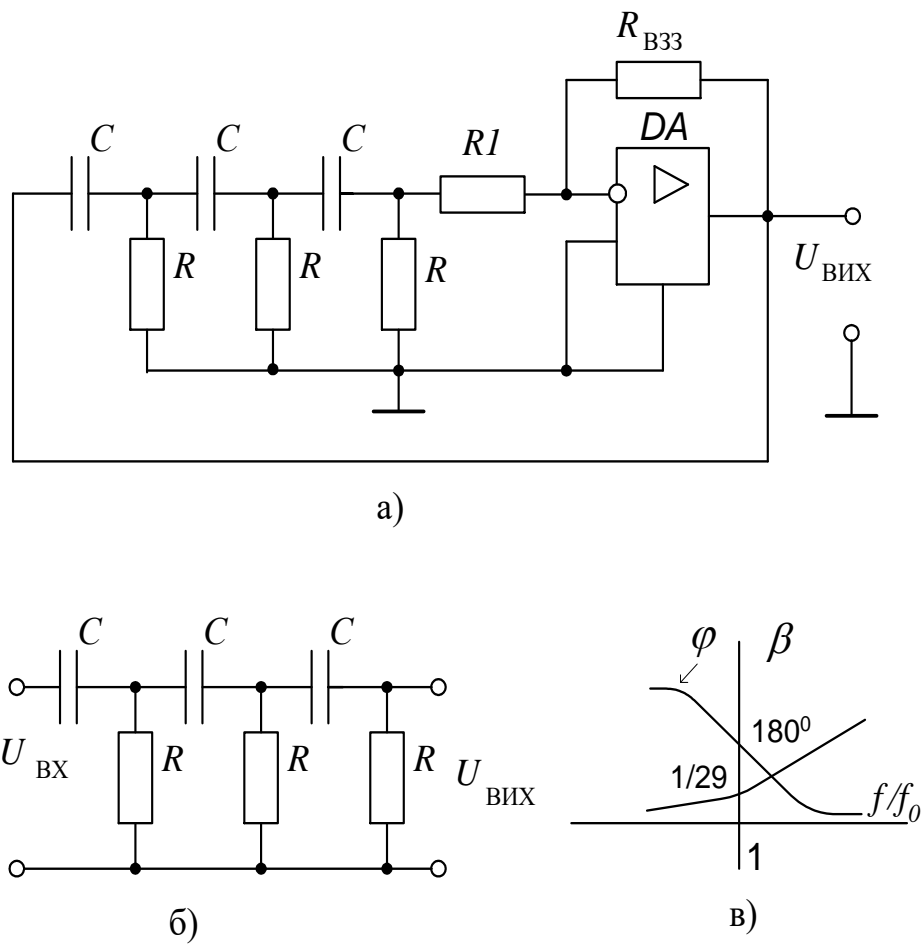


Рис. 14.3

На рис. 14.3, а наведена принципова схема RC - автогенератора на інвертуючому підсилювачі на базі ОП. У колі ДЗЗ використане трьохланкове фазозсувне коло (трьохланковий фільтр високих частот) (рис. 14.3, б), яке на частоті f_0 зсуває фазу сигналу на 180° і має коефіцієнт передачі $\beta = 1/29$ (рис. 14.3, в).

Частота, на якій виконуються ці умови, залежить від параметрів фазуючого кола і визначається виразом

$$f_0 = \frac{1}{2} \pi RC \sqrt{6}.$$

Для виконання балансу амплітуд коефіцієнт підсилення підсилювача повинен бути 29 (практично трохи більше). Коефіцієнт підсилення підсилювача задається параметрами резисторів R_1 і $R_{ВЗЗ}$ ($K_U = R_{ВЗЗ} / R_1$).

Для реалізації автогенератора на неінвертуючому підсилювачі, необхідно щоб фазуюче коло забезпечувало баланс фаз на частоті f_0 , тобто, мало фазовий зсув на цій частоті рівний нулю.

Такими властивостями володіє, зображений на рис. 14.4, а, одинарний міст Віна. Передавальна і фазова характеристики такого моста зображені на рис. 14.4,б. Частота, на якій фазовий зсув відсутній, а коефіцієнт передачі $\beta=1/3$, визначається параметрами елементів фільтра

$$f_0 = 1/2\pi RC.$$

На рис. 14.4, в зображена схема RC -автогенератора з одинарним мостом Віна. Оскільки на частоті генерації f_0 коефіцієнт передачі моста Віна дорівнює $1/3$, то коефіцієнт підсилення неінвертуючого підсилювача повинен бути $K_{UH} \geq 3$. А так як $K_{UH} = 1 + R_{ВЗЗ} / R_1$, то $R_{ВЗЗ} / R_1 \geq 2$.

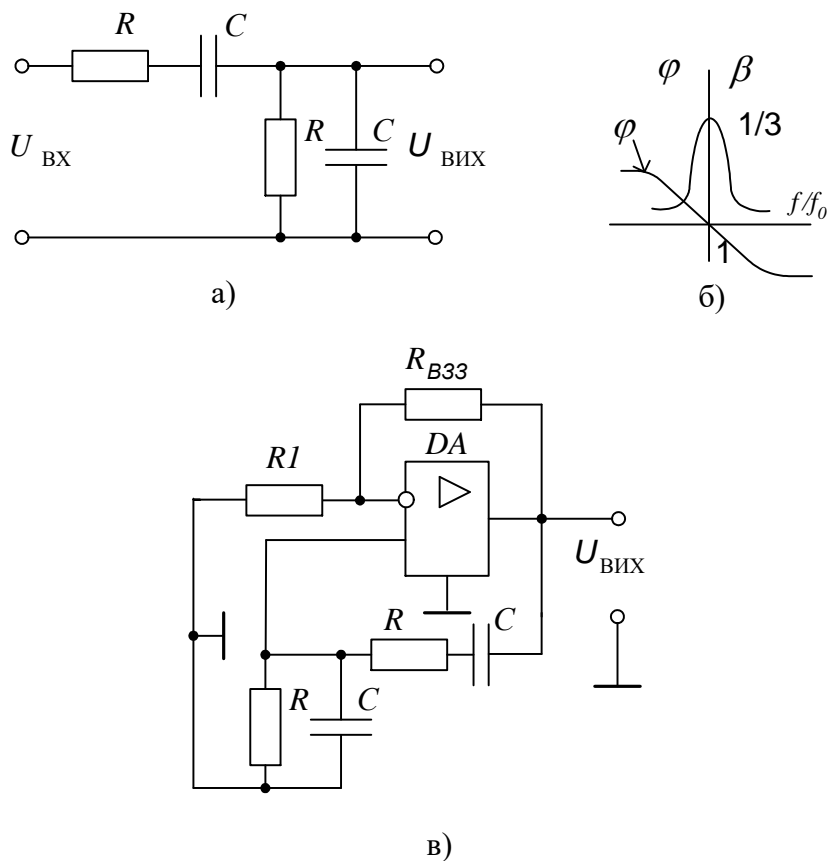


Рис. 14.4

14.3. Стабілізація частоти генераторів. Кварцові автогенератори

Генератори характеризуються абсолютною і відотною нестабільністю частоти. Абсолютна нестабільність показує на яку величину змінилася частота генератора під дією різних дестабілізуючих факторів $\Delta f = f_{\text{ГНОВ}} - f_{\text{ГНОМ}}$ [Гц]. Відносна нестабільність характеризує відношення абсолютної нестабільності до її номінального значення і виражається в процентах

$$K_H = \frac{100\Delta f}{f_{\text{ГНОМ}}}, [\%].$$

Основними причинами нестабільності частоти генераторів є:

- зміна напруги джерела живлення;
- зміна температури навколишнього середовища;
- коливання атмосферного тиску та вологості повітря;
- зміна навантаження генератора.

Для підвищення стабільності частоти генераторів використовують такі способи:

- використовують високостабільні джерела живлення;
- використовують високостабільні резистори, конденсатори і дроселі коливальних контурів та фазуючих кіл;
- підсилюючі кола реалізують з великим значенням температурної нестабільності;
- термостатують окремі кола чи генератор у цілому;
- використовують кварцову стабілізацію частоти.

Кварцова стабілізація частоти полягає у використанні кварцових резонаторів, що забезпечує нестабільність частоти порядку $10^{-6} \div 10^{-9}$.

Кварцовий резонатор представляє собою тонку пластину мінералу кварцу прямокутної чи круглої форми встановлену в кварцотримач. Кварц володіє прямим і зворотнім п'єзоефектами. Сутність прямого п'єзоефекту полягає у тому, що при стисканні кварцової пластини на протилежних її гранях з'являються різнойменні електричні заряди, а при розтягуванні пластини знаки зарядів на тих же гранях змінюються на протилежні. Зворотній п'єзоефект полягає у тому, що при дії на кварцову пластину змінного електричного поля у ній виникають пружні механічні коливання. Ці коливання, в свою чергу, визивають появу електричних зарядів на її гранях. Таким чином, кристал кварцу представляє собою електромеханічну систему, якій притаманні резонансні властивості.

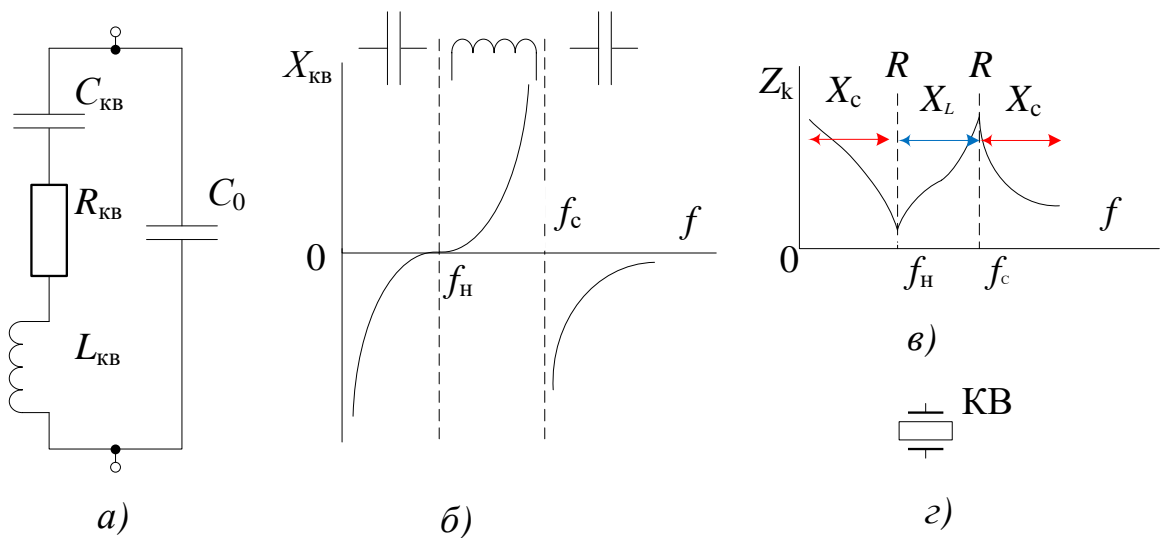


Рис. 14.5

В залежності від геометричних розмірів і орієнтації зрізу резонансні властивості (резонансна частота f_p) кожної пластини строго фіксовані і лежать в межах від одиниць кГц до 1000 МГц.

Кварц еквівалентний послідовному коливальному контуру L_{KB}, C_{KB}, R_{KB} , (рис. 14.5, а), добротність якого ($Q = \omega L_{KB} / R_{KB}$) досягає величини 10^6 .

Як відомо, у такому контурі може бути резонанс напруг з частотою:

$$f_p = f_{KB} = 1 / 2\pi \sqrt{L_{KB} C_{KB}}$$

L_{KB} може бути значною – від десятків $\mu\text{Гн}$ до декількох мГн . Ємність кварцу C_{KB} мала і дорівнює сотим долям пФ . Опір кварцу R_{KB} має одиниці – десятки Ом . Цим пояснюється його велика добротність, котра на 2-3 порядків більша ніж добротність коливальних контурів на дискретних елементах.

Через те, що кристал кварцу розміщують у кварцотримач, який має ємність C_0 , величина якої декілька пФ , то в кварцевому резонаторі можливий також резонанс струмів з частотою:

$$f_p = 1 / 2\pi \sqrt{L_{KB} C_{екв}}$$

$$\text{де } C_{\text{екв}} = C_0 C_{\text{кв}} / (C_0 + C_{\text{кв}}).$$

Враховуючи, що $C_0 > C_{\text{кв}}$, резонансна частота струмів є вищою ніж резонансна частота напруг. Враховуючи що $C_0 \gg C_{\text{кв}}$, то еквівалентна ємність

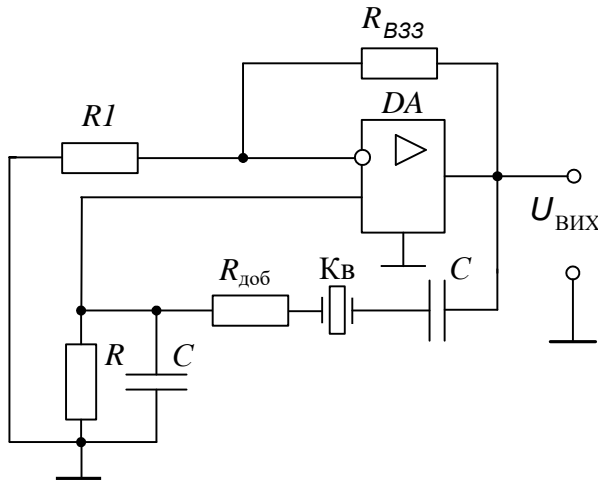


Рис.14.6

практично дорівнює ємності кварцу $C_{\text{екв}} \approx C_{\text{кв}}$, а це означає що частоти f_H і f_c мало відрізняються між собою.

У резонансному проміжку опір контуру має індуктивний характер, за межами його – ємнісний, а на резонансних частотах напруги і струму – активний (рис. 14.5, б, в).

Температурна нестабільність кварцового резонатора дуже мала. У деяких кристалів вона має значення 10^{-8} .

Схема кварцового генератора зображена на рис. 15.6. Елементи R і C виконують в основному функцію фільтра вищих гармонічних складових і вибираються з урахуванням резонансного опору кварцу.

На резонансній частоті опір кварцу є чисто активним і він забезпечує фазовий зсув рівний нулю. Опір $R_{\text{кв}}$ замінює один із резисторів у колі ДЗЗ ОП. Для виконання умов збалансування резонансної частоти кварцу і частоти моста Віна, величину резистора R підбирають рівною опору кристала в режимі резонансу, а ємності конденсаторів C визначають із виразу:

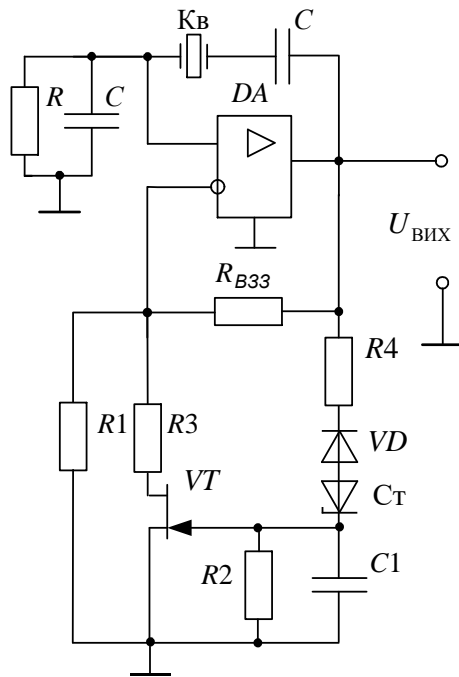
$$C = \frac{1}{2\pi f_{\text{вих}} R}.$$

Для кращої стабілізації параметрів вихідної напруги генератора, в разі великих змін температури, у коло ДЗЗ послідовно з кварцом необхідно включити додатковий резистор невеликого номіналу. У даному разі $R=R_{\text{дод}}+R_{\text{кв}}$.

14.4. RC- автогенератор з автоматично регульованим ВЗЗ

Коло автоматичного регулювання підсилення (АРП), підключене до інвертуючого входу ОП (рис. 14.7), компенсує зміну резонансного опору кварцу в разі зміни температури, підтримуючи цим амплітуду і частоту вихідної напруги незмінними. Крім того, АРП забезпечує надійний запуск автогенератора за рахунок того, що під час запуску $K_{\text{ВЗЗ}} \cdot K_{\text{ДЗЗ}} > 1$. Робота схеми полягає в наступному. Вихідна напруга генератора випрямляється, фільтрується і подається в вигляді керуючої напруги на затвор польового транзистора VT . До тих пір, поки амплітуда вихідної напруги $U_{\text{вих}}$ менша порога відпирання стабілітрона, напруга між затвором і витоком транзистора буде рівною нулю ($U_{\text{ЗВ}}=0$). Транзистор у даному випадку буде еквівалентний низькоомному резистору і коефіцієнт підсилення ОП, який визначається колом ВЗЗ, буде мати максимально можливе значення, що забезпечить ріст амплітуди вихідної напруги. Амплітуда вихідної напруги буде зростати до тих пір, доки не відкриється стабілітрон і не почне заряджатися конденсатор $C1$, напруга якого прикладається до затвору польового транзистора, забезпечуючи його призапирання. Це збільшує опір між стоком і витоком польового транзистора і відповідно глибину ВЗЗ і зменшення коефіцієнту підсилення підсилувача.

При деякому значенні $U_{\text{вих}}$ повне підсилення в колах зворотних зв'язків



генератора буде дорівнювати одиниці $K_{\text{ВЗЗ}} \cdot K_{\text{ДЗЗ}} = 1$ і відбудеться стабілізація амплітуди вихідної напруги.

Рис. 14.7

Запитання для самоконтролю

1. Дайте визначення і класифікацію генераторів.
2. Вкажіть умови самозбудження генераторів.
3. Нарисуйте схему LC - автогенератора на ОП і поясніть її роботу.
4. Поясніть, чому на низьких частотах використовуються RC - автогенератори.
5. Нарисуйте схему і поясніть роботу автогенератора на ОП з RC - зворотним зв'язком і фазовим зсувом $\varphi_{\text{ЗЗ}} = 180^\circ$.
6. Нарисуйте схему і поясніть роботу автогенератора на ОП з RC - зворотним зв'язком і фазовим зсувом $\varphi_{\text{ЗЗ}} = 0^\circ$.
7. Напишіть вираз, який визначає частоту автогенератора з колом ЗЗ у вигляді моста Віна.
8. Напишіть вираз, який визначає величину частоти самозбудження автогенератора з RC - колом зворотного зв'язку з $\varphi_{\text{ЗЗ}} = 180^\circ$.

9. Назвіть основні причини, що приводять до нестабільності частоти автогенераторів.
10. Наведіть способи підвищення стабільності частоти автогенераторів.
11. Що собою представляє кварцовий резонатор? Поясніть сутність прямого і зворотного п'єзоефекту кварцу.
12. Якою еквівалентною електричною схемою можна представити кварцовий резонатор?
13. Нарисуйте схему кварцового генератора і поясніть її роботу.
14. Поясніть, для чого використовується автоматично регульований ВЗЗ в схемах автогенераторів.
15. Нарисуйте схему і поясніть роботу автогенератора з регульованим ВЗЗ.

Розділ 3. Імпульсні пристрої

Тема 3.1. Ключові схеми на транзисторах

Лекція 15.

Класифікація і параметри імпульсних сигналів. Насичений транзисторний ключ. Способи підвищення швидкодії транзисторних ключів. Насичений транзисторний ключ з форсуючим конденсатором. Ненасичені транзисторні ключі.

Сигналом називають фізичний процес, що несе інформацію. Сигнали можуть бути звуковими, світловими, електричними та ін.

Інформація зосереджена в зміні параметрів фізичного процесу. Якщо параметри процесу не змінюються, то він не є сигналом. Наприклад, незмінні звук, світловий потік, синусоїдне електричне коливання ніякого повідомлення не несуть. Навпаки, у змінах гучності і тону звуку, яскравості і кольору випромінювання, амплітуди, частоти і фази електричного коливання зберігається інформація. Інформативним є також поява чи зникнення (закінчення) сигналу, наприклад, електричного коливання, тобто його зміна.

Розрізняють *аналогові* та *дискретні* сигнали.

Аналогові сигнали представляють собою безперервні в часі функції.

Аналоговий сигнал між максимальним і мінімальним значеннями може мати будь-яке значення. Зазвичай аналогові сигнали є безперервними.

Дискретними називаються сигнали, які представляють собою розривні в часі функції і можуть приймати обмежене число рівнів.

В електроніці зазвичай використовуються електричні сигнали.

Аналогова чи дискретна форми представлення електричних сигналів суттєво впливають на принципи побудови і особливості роботи електронних пристроїв, які формують, підсилюють і перетворюють ці сигнали.

Дискретні сигнали, що мають тільки два рівня – високої напруги (струму) і низької напруги (струму) називають **імпульсними** або **двійковими**.

Представлення інформації за допомогою імпульсних сигналів має ряд переваг, обумовлених високою надійністю і простотою реалізації пристроїв, якими вони генеруються чи перетворюються. Два дискретних значення, що приймають двійкові сигнали, зазвичай позначаються двома цифровими символами – «1» і «0» і називаються **цифровими**.

15.1. Класифікація і параметри імпульсних сигналів

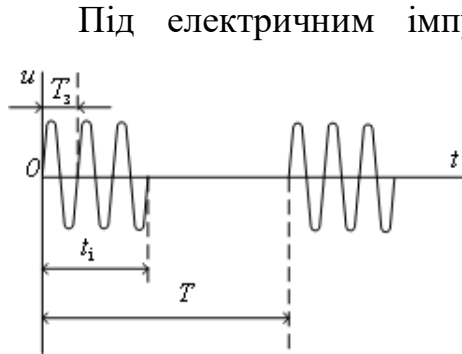


Рис. 15.1

Під електричним імпульсом розуміють короткочасне відхилення напруги (струму) відносно вихідного стану (зокрема від нульового), тривалість якого не перевищує довжини перехідного процесу в схемі. Є два типи імпульсів: радіоімпульси і відеоімпульси.

Радіоімпульси (рис.15.1)

представляють собою короткочасні синусоїдальні коливання напруги чи струму, обвідна яких має форму відеоімпульсу.

Відеоімпульси – це короткочасні відхилення напруги (струму) відносно вихідного стану у колі постійного струму

В залежності від геометричної форми відеоімпульси бувають прямокутні (рис. 15.2, а), трикутні (рис. 15.2, б), пилкоподібні (рис. 15.2, в), трапецеїдальні (рис. 15.2, г), експоненціальні (рис. 16.2, д), дзвіноподібні (рис. 15.2, е).

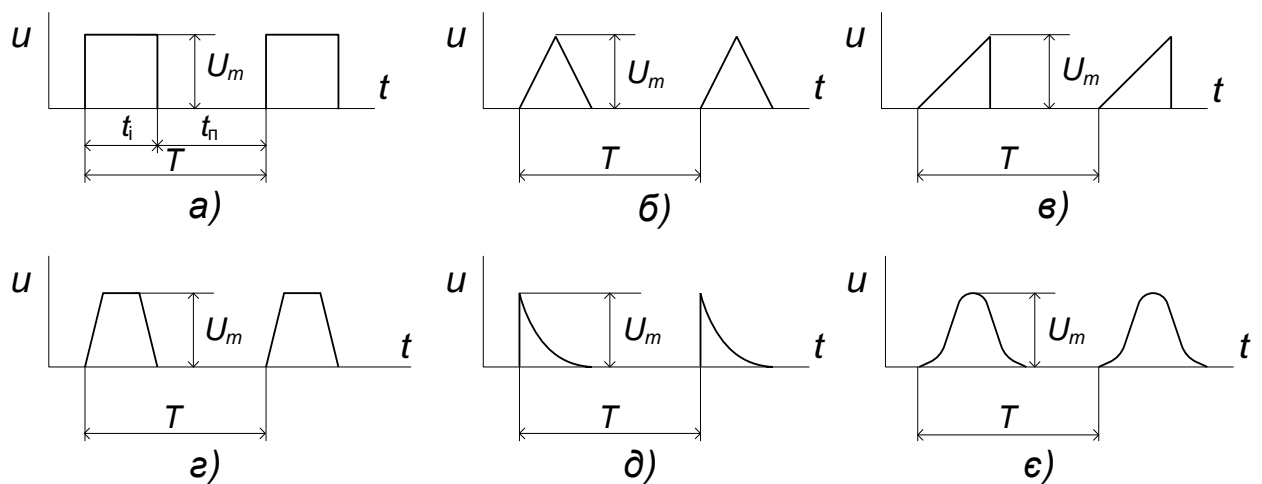


Рис. 15.2

Послідовність імпульсів характеризуються такими параметрами:

- U_m - амплітудою імпульсу;
- t_i - тривалістю імпульсу;
- t_n - тривалістю паузи;
- T – періодом надходження імпульсів;
- $f = \frac{1}{T}$ - частотою повторення;
- $\gamma = \frac{t_i}{T}$ - коефіцієнтом заповнення;
- $Q = \frac{1}{\gamma} = \frac{T}{t_i} = \frac{(t_i+t_n)}{t_i} = 1 + \frac{t_n}{t_i}$ - щільністю.

15.2. Насичений транзисторний ключ

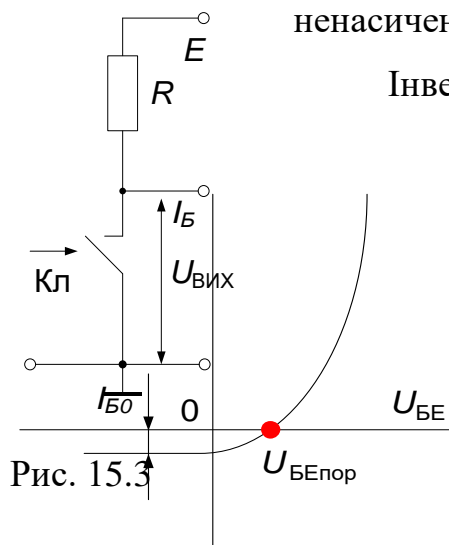
Під ключами розуміють пристрої, які під дією керуючих сигналів виконують різні комутації: вмикання і вимикання пасивних і активних елементів, джерел живлення і т.п. Їх дія основана на тому, що у ввімкнутому стані вони мають дуже малий, а у вимкнутому – достатньо великий опір.

Електронні ключі (ЕК) призначені для комутації (включення і виключення) струму в навантаженні і складаються з джерела напруги живлення, навантаження і ключа (рис. 15.3). В якості ключі використовують діоди, транзистори і тиристри.

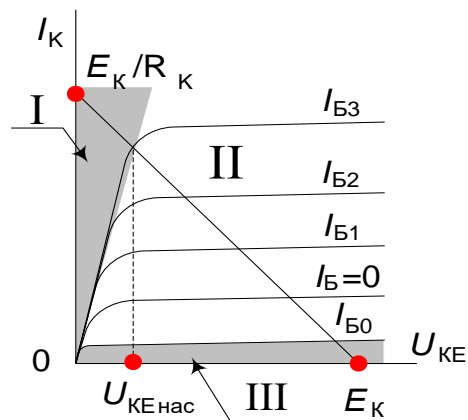
ЕК характеризуються наступними основними параметрами:

1. Швидкодією ключа, яка характеризується швидкістю перемикання.
2. Пороговою напругою ЕК – напругою, навколо якої різко змінюється опір ключа.
3. Чутливістю – мінімальним перепадом сигналу, під дією якого відбувається безперебійне перемикання ключа.
4. Завадостійкістю - чутливістю ключа до дії імпульсів завади.
5. Надійністю.

Транзисторні ключі бувають інвертуючі і неінвертуючі, насичені і ненасичені.



Інвертуючі ключі (інвертори) виконуються за схемою



а)

б)

Рис. 15.4

зі СЕ, а неінвертуючі – за схемою зі СК.

При розгляді транзисторного ключа скористуємось графічним методом розрахунку транзисторних кіл. На рис. 16.4 наведені вхідна і вихідна динамічні характеристики транзистора ввімкненого за схемою зі СЕ. Відомо, що насичений ТК може перебувати у двох статичних режимах: відсікання і насичення. Переходи транзистора з одного статичного режиму в інший і навпаки характеризують його динамічні режими.

15.2.1. Статичні режими ТК

15.2.1.1. Режим насичення ТК

У режимі насичення робоча точка знаходиться в області I (рис. 15.4). Напруга на транзисторі в цьому режимі через пряме зміщення обох $p-n$ переходів практично дорівнює нулю $U_{ке_н} = 0$.

Колекторний струм насичення транзистора обмежується резистором R_K і визначається як $I_{к_н} = (E_K - U_{KEH})/R_K \approx E_K/R_K$.

Для забезпечення режиму насичення в базовому колі повинен протікати відповідний струм, який називається базовим струмом насичення, мінімальна величина якого визначається з виразу:

$$I_{BH} = \frac{I_{KH}}{\beta} = \frac{E_K}{\beta R_K},$$

де β - коефіцієнт підсилення транзистора за струмом.

Як відомо, ця формула справедлива тільки для активного режиму транзистора (область II на рис. 15.4), а тому визначений за нею струм відповідає мініальному базовому струму, який забезпечить перебування робочої точки на межі насичення.

Незначні зміни параметрів елементів схеми (збільшення R_B , E_K чи зменшення R_K) можуть привести до виходу транзистора з режиму насичення.

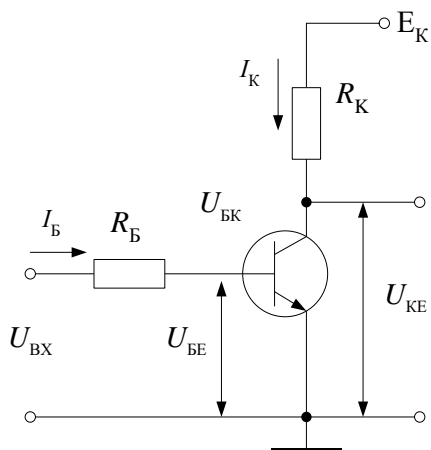


Рис. 15.5

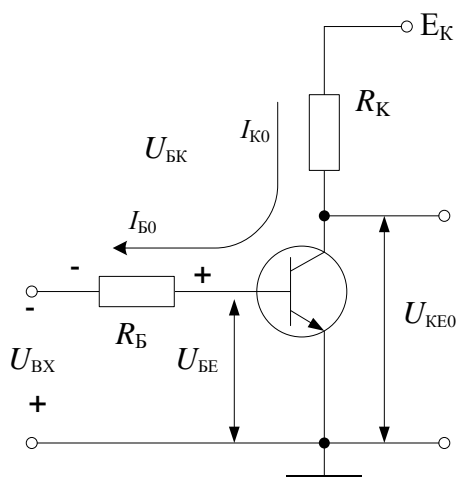


Рис. 15.6

Для надійного насичення транзистора необхідно в базу подати струм більший ніж струм насичення $I_B \geq I_{BH}$. Відношення $S = I_B / I_{BH}$ називається *коефіцієнтом (або ступенем)* насичення транзистора. Зазвичай в насичених ключах $S = 1,5 \div 3$.

Нехтуючи напругою U_{BEH} в режимі насичення, знаходимо базовий струм $I_B = U_{ВХ} / R_B$, який повинен бути більшим I_{BH} , або $(U_{ВХ} / R_B) \geq (E_K / \beta \cdot R_K)$, звідси $R_B \leq \beta U_{ВХ} R_K / E_K$. В разі, якщо $U_{ВХ} = E_K$, то $R_B \leq \beta R_K$.

Умова насичення повинна виконуватись при усіх значеннях коефіцієнта β вибраного транзистора, а тому опір базового резистора необхідно вибирати за умови що $R_B \leq \beta_{min} R_K$.

Опір транзистора в режимі насичення визначається відношенням $R_{KEH} = U_{KEH} / I_{KH}$ і має величину *десятків ом*.

Втрати потужності на транзисторі в режимі насичення $P_{KH} = U_{KEH} I_{KH}$ незначні

через малу величину U_{KEH} .

15. 2.1.2. Режим відтинання

У режимі відтинання обидва $p-n$ переходи транзистора зміщені у зворотному напрямку. Робоча точка знаходиться в області III (рис. 15.4). Вхідний і вихідний струми транзистора малі і дорівнюють тепловому струму I_{K0} .

$$I_{K\text{вiдт}} = I_{K0}; \quad I_{B0} = -I_{K0}; \quad U_{KE\text{вiдт}} = E_K - I_{K0}R_K \approx E_K.$$

$$R_{VT\text{вiдт}} = \frac{U_{KE\text{вiдт}}}{I_{K\text{вiдт}}} \approx \frac{E_K}{I_{K0}} \quad (\geq 100 \text{ кОм}).$$

Для одержання необхідної швидкодії ключа опір резистора R_K вибирають невеликим (порядка кОм). У зв'язку з цим вихідний опір транзисторного ключа в режимі відтинання дорівнює $R_{\text{ВИХ}} = R_K R_{VT\text{вiдт}} / (R_K + R_{VT\text{вiдт}}) \approx R_K$.

Глибина відтинання, а також струми I_{K0} і I_{E0} , які протікають через R_B , залежать від величини його опору. Струми зворотно зміщених переходів транзистора створюють додаткове падіння напруги на R_B , яка може вивести транзистор з режиму відтинання. Для надійного утримання транзистора в режимі відтинання напруга між базою і емітером транзистора повинна бути від'ємною $U_{BE} = -U_{BX} + (I_{K0} + I_{E0})R_B \leq 0$, або $-U_{BX} + (I_{K0} + I_{E0})R_B \leq 0$.

З цього виразу знаходимо, що $U_{BX} \geq (I_{K0} + I_{E0})R_B$, або $R_B \leq U_{BX} / (I_{K0} + I_{E0})$.

***Висновок:** Для надійного перебування транзистора в режимі відтинання необхідно подавати на вхід ключа відповідної величини затираючу напругу або керувати ключем біполярними імпульсами.*

15.2.2. Динамічні режими ТК

Перехід транзистора з одного статичного стану в інший характеризує динаміку ТК. Такі переходи (динамічні режими) складаються з двох стадій:

- затримки перемикавання;
- фронту перемикавання.

15.2.2.1. Включення транзистора

Еквівалентна схема заміщення ключа на стадії затримки включення

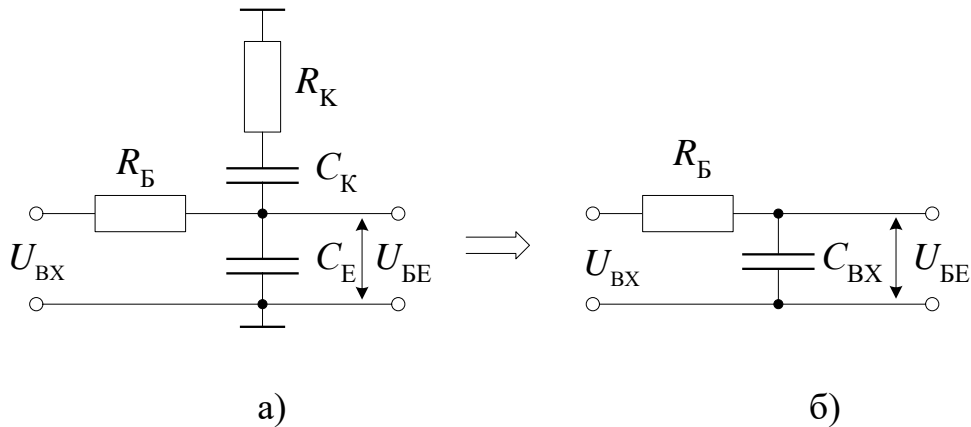


Рис. 15.7

наведена на рис. 15.7, а. Враховуючи, що $R_B > R_K$ і $R_B \gg r_B$, її можна зобразити як на рис. 15.7, б, де $C_{ВХ} = C_E + C_K$. Розглянемо процес включення ТК за умови, що в момент часу t_0 напруга на його вході зміниться стрибком від U_m^- до U_m^+ (рис.15.8, а).

У базовому колі встановлюється струм

$$I_B^+ = \frac{(U_m^+ - U_{BE}^-)}{R_B}.$$

15.2.2.1.1. Затримка включення

Хоча вхідна напруга змінюється стрибком, напруга U_{BE} через ємності C_K , C_E , C_M збільшується до значення $U_{ПОР}$ на протязі відповідного часу (рис. 15.8, б). Таким чином, імпульс колекторного струму починається з моменту часу t_1 , тобто з деякою затримкою відносно моменту подачі відпираючої напруги U_m^+ .

Інтервал часу $t_{ЗТВК} = t_1 - t_0$ визначає час затримки включення ключа (рис.15.8, з).

Таким чином, затримка включення транзистора пов'язана з:

1. наявністю ємності $C_{ВХ}$;
2. наявністю порога включення транзистора $U_{ПОР}$.

Для визначення часу затримки включення транзистора запишемо рівняння зміни напруги U_{BE} (рис. 15.8, б) при подачі до входу напруги зображеної на рис. 15.8, а.

$$u_{BE}(t) = u_{C_{ex}}(t) = 2U_m(1 - e^{-t/\tau_{ex}}) - U_m, \quad \text{де } \tau_{ex} \cong R_B C_{ex}.$$

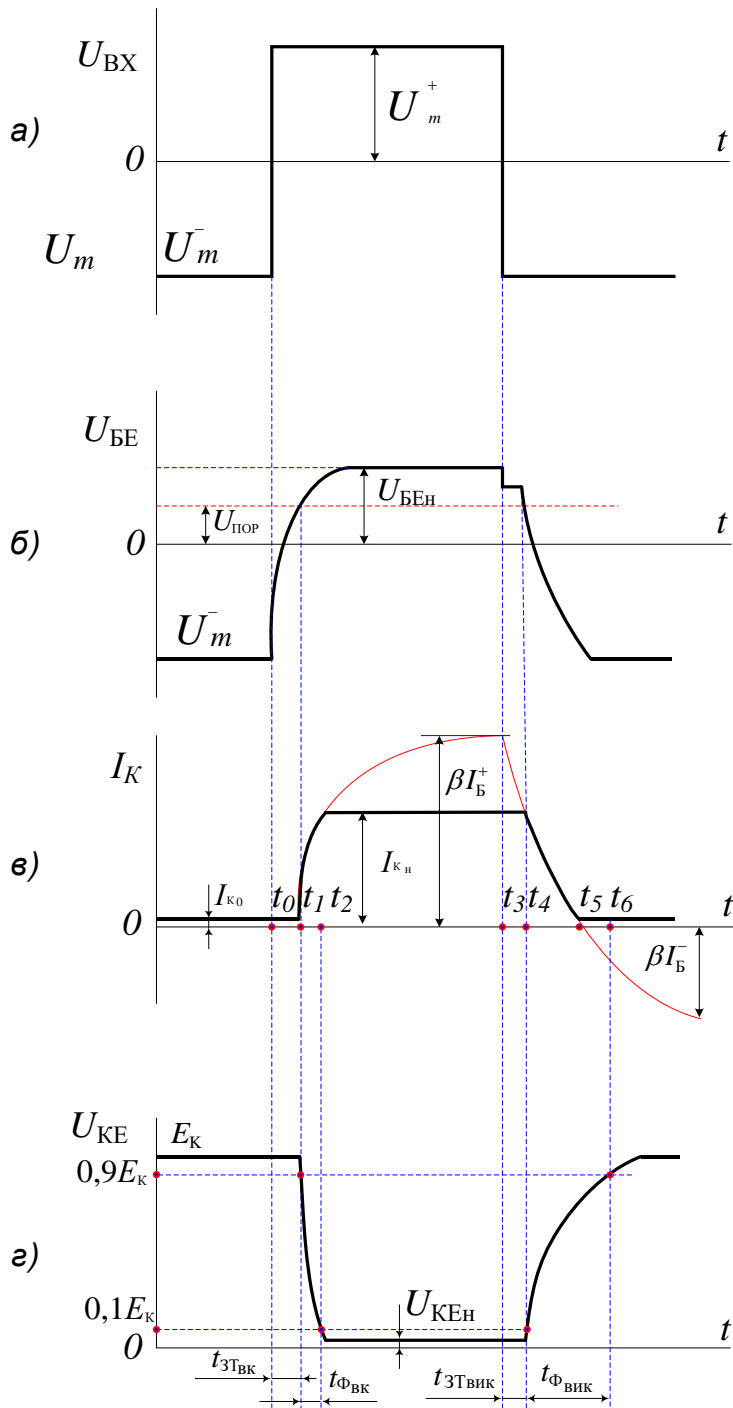


Рис. 15.8

У момент часу t_1 напруга U_{BE} досягне $U_{пор}$ і рівняння прийме вигляд:

$$U_{пор} = 2U_m(1 - e^{-t_{зтвк}/\tau_{вх}}) - U_m = U_m - 2U_m e^{-t_{зтвк}/\tau_{вх}}$$

Розв'язуючи це рівняння відносно $t_{зт вк}$ одержимо час затримки при включенні транзистора

$$t_{зтвк} = \tau_{вх} \ln[2U_m/(U_m - U_{пор})] = 2,3\tau_{вх} \lg[2U_m/(U_m - U_{пор})].$$

15.2.2.1.2. Фронт включення

$i_K(t) = \beta I_B^+(1 - e^{-t/\tau_{ек}})$, У момент часу t_1 , коли напруга на базі транзистора досягає величини $U_{пор}$, відкривається емітерний перехід і починається процес зростання колекторного струму I_K і зниження колекторної напруги $U_{КЕ}$ (рис. 15.8, в, з). Колекторний струм збільшується до моменту t_2 , пока транзистор не увійде в режим насичення. На інтервалі часу $t_1 - t_2$ відбувається формування фронту імпульсу колекторного струму $t_{ф вк} = t_2 - t_1$:

$$i_K(t) = \beta I_B^+(1 - e^{-t/\tau_{ек}}),$$

де $I_B^+ = \frac{U_m^+}{R_B}$ – імпульс базового струму включення;

βI_B^+ – струм колектора, який був би, якби транзистор не увійшов у режим насичення (уявний струм колектора);

$\tau_{ек} = \tau_\beta + R_K C_K(1 + \beta)$ – стала часу колекторного кола;

τ_β – стала часу транзистора включеного за схемою зі СЕ при $R_K = 0$;

C_K – ємність колекторного переходу транзистора.

Підставивши $i_K(t) = I_{Кн}$ і $t = t_{ф вк}$, одержимо:

$$I_{Кн} = \beta I_B^+(1 - e^{-t_{фвк}/\tau_{ек}}) \Rightarrow I_{Кн} = \beta I_B^+ - \beta I_B^+ e^{-t_{фвк}/\tau_{ек}},$$

$$\text{або } e^{t_{фвк}/\tau_{ек}} = \frac{\beta I_B^+}{\beta I_B^+ - I_{Кн}}.$$

Розв'язуючи це рівняння визначимо $t_{ф\text{ вк}}$:

$$t_{ф\text{ вк}} = \tau_{ке} \ln[\beta I_B^+ / (\beta I_B^+ - I_{Кн})] = \tau_{ке} \ln[S / (S - 1)] = 2,3 \tau_{ке} \lg[S / (S - 1)].$$

Час включення транзисторного ключа визначається $t_{вк} = t_{зт\text{ вк}} + t_{ф\text{ вк}}$.

15.2.2.2. Виключення транзистора

У момент часу t_3 змінюється полярність $u_{вх}$ з U_m^+ на U_m^- і починається процес виключення транзистора. При зміні полярності $u_{вх}$ базовий струм змінює свій напрямок і становиться рівним $I_B^- = (U_m^- - U_{BEнас}) / R_B$.

15.2.2.2.1. Затримка виключення

У результаті зміни полярності базового струму починається процес розсмоктування надлишкових зарядів неосновних носіїв у базі, що зменшує ступінь насичення транзистора (відрізок часу t_3-t_4 на рис.15.8, в). Доки уявний струм перевищує рівень $I_{Кн}$, транзистор перебуває в насиченому стані. У момент t_4 концентрація неосновних носіїв біля колекторного переходу зменшується до нуля і на колекторному переході встановлюється зворотна напруга.

Таким чином, час розсмоктування надлишкових зарядів у базі $t_{розс} = t_{зт\text{ вк}} = t_4 - t_3$ визначає затримку виключення транзистора. Зміна уявного струму на етапі розсмоктування має експотенціальний характер, а тому

$$t_{зт\text{ вк}} = \tau_{\beta н} \ln \frac{\beta I_B^+ + |\beta I_B^-|}{I_{Кн} + |\beta I_B^-|} = \tau_{\beta н} \ln \frac{I_B^+ + |I_B^-|}{I_{Бн} + |I_B^-|},$$

де $\tau_{\beta н}$ – стала часу транзистора в режимі насичення.

15.2.2.2.2. Фронт виключення

Після завершення процесу розсмоктування надлишкових зарядів неосновних носіїв у базі, транзистор переходить в активний режим і починається формування фронту виключення. На цьому етапі відбуваються два процеси:

- зменшення колекторного струму до його відсічки (t_4-t_5),

- заряд ємностей C_K і C_H через R_K від джерела живлення E_K .

На першому етапі колекторний струм зменшується від значення I_{KH} до I_{K0} . Цей процес відбувається досить швидко і залежить від запираючого базового струму. Значно більший час має процес зарядження ємностей C_K і C_H . Нехтуючи часом зменшення колекторного струму, фронт виключення (t_4-t_6) можна визначити як

$$t_{фвик} \cong 3\tau_{ке} = 3R_K(C_K^* + C_H).$$

Час виключення транзистора $t_{вик} = t_{зТ вик} + t_{ф вик}$.

15.3. Способи підвищення швидкодії транзисторних ключів.

Насичений транзисторний ключ з форсуючим конденсатором.

Швидкодія ТК, тобто час включення і час виключення, залежить як від параметрів транзистора (C_K , C_E , τ_β), так і параметрів схеми ТК і напруги управління

$$(U_m^+, U_m^-, R_K, R_B, C_H).$$

Довжина фронту включення і затримки виключення залежать від базового струму включення. Так збільшення I_B^+ приводить до зменшення $t_{ф вк}$ і збільшення $t_{зТвик}$. Цей недолік можна послабити, якщо зробити базовий струм не сталим на протязі дії відпираючої напруги вхідного сигналу, а змінним. Перед вимиканням транзистора струм бази повинен трохи перевищувати рівень I_{BH} , а в момент вмикання має бути великим. Це можна реалізувати за допомогою форсуючого конденсатора C (рис. 15.9, а).

При дії на вході від'ємної півхвилі вхідної напруги ($0-t_1$) транзистор закритий і в його базовому колі тече струм I_{K0} (рис. 15.9, б).

Додатна півхвиля вхідного сигналу в момент t_1 відкриває транзистор. Струм бази в момент t_1 обмежений тільки опором резистора R_{B1} :

$$I_{B(t_1)}^+ \cong \frac{U_m^+}{R_{B1}}.$$

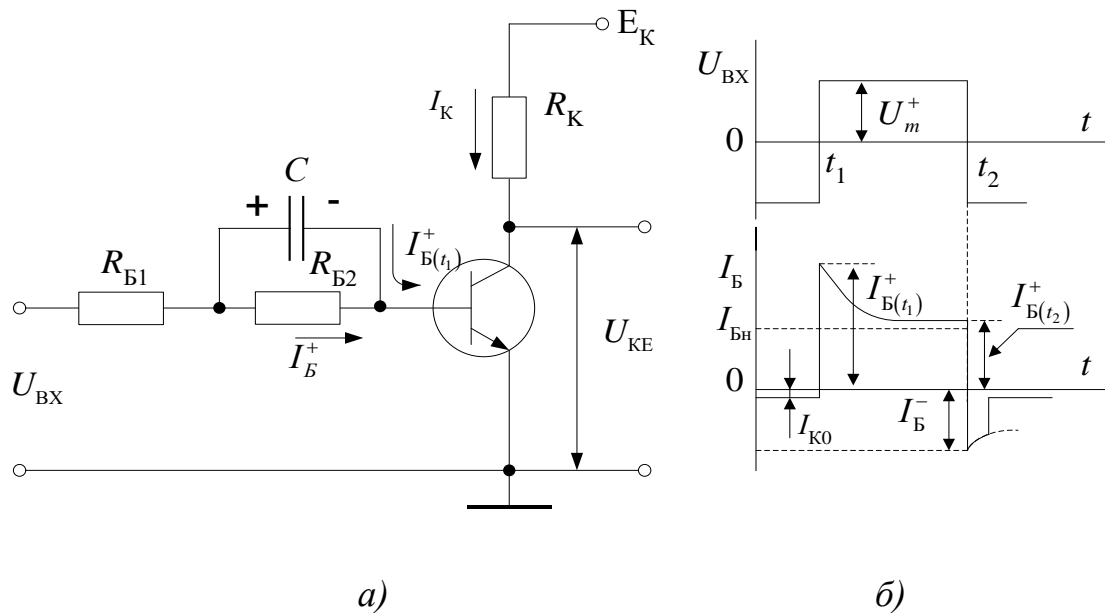


Рис. 15.9

По мірі заряду конденсатора C струм бази зменшується, наближаючись до усталеного рівня, величина якого повинна бути трохи більшою ніж $I_{Бн}$

$$I_{Б(t_2)}^+ = \frac{U_m^+}{(R_{Б1} + R_{Б2})} > I_{Бн}$$

Конденсатор C створює умову, при якій базовий струм має велике значення у момент включення транзистора, що зумовлює зменшення затримки і фронту включення $t_{ф\text{ вк}}$. Невеликий коефіцієнт насичення в момент закінчення додатної півхвилі вхідної напруги (t_2) зменшує $t_{зТ\text{ вк}}$.

Крім того, після зміни в момент t_2 полярності вхідного сигналу (рис. 15.9, б), напруга на конденсаторі, який зарядився на інтервалі t_1 - t_2 (рис. 15.9, а),

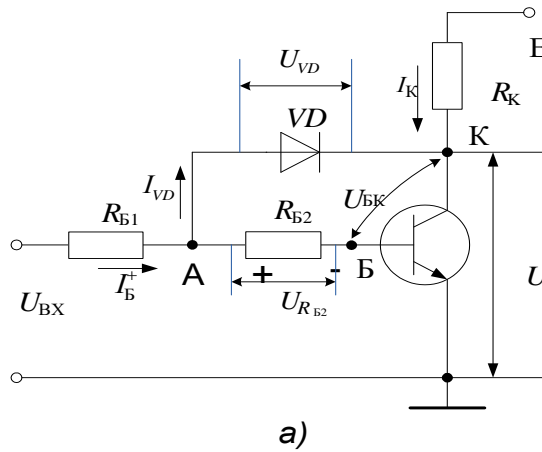
складається з напругою від'ємної півхвилі вхідного сигналу. Це збільшує від'ємний $I_{Б}^-$ струм бази, який сприяє прискореному виводу носіїв зарядів з бази транзистора і зменшенню $t_{зТ\text{ вк}}$.

Таким чином, конденсатор C прискорює включення і виключення транзистора.

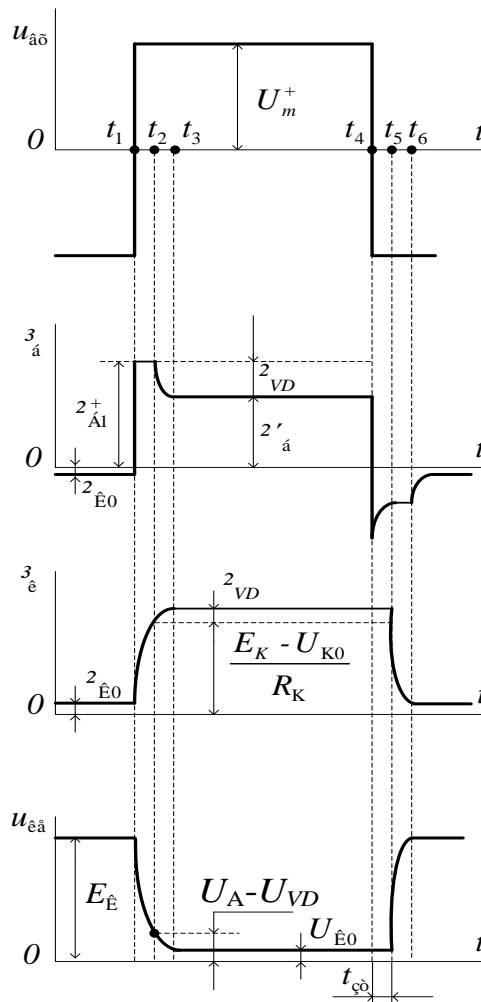
15.4. Ненасичені транзисторні ключі

В ключових схемах з форсуючим конденсатором затримка при виключенні транзистора зменшується, але зовсім не ліквідується. Це

пов'язано з тим, що перед виключенням транзистора $I_B > I_{BH}$, і виключення починається з етапу розсмоктування неосновних носіїв заряду, що зумовлює затримку виключення. Затримку виключення можна ліквідувати, якщо у включеному стані транзистор буде знаходитись в активному режимі. Для



цього напруга між базою і колектором *n-p-n* транзисторів повинна бути від'ємною ($U_{KB} < 0$). При цьому бажано, щоб транзистор знаходився на границі режиму насичення. У даному випадку амплітуда вихідного імпульсу буде майже такою ж, як і в ключовому каскаді з насиченим транзистором, а затримка виключення буде відсутня.



б)
Рис.15.10

У ненасичених ключах використовують нелінійні від'ємні зворотні зв'язки, які стабілізують вихідну напругу в широкому діапазоні зміни коефіцієнта підсилення транзистора за струмом β .

Схема ненасиченого ключового каскаду, в якому за рахунок діода *VD* реалізований нелінійний від'ємний зворотний зв'язок, наведена на рис. 15.10, а.

З надходженням в момент t_1 додатної півхвилі вхідної напруги (рис. 15.10, б) транзистор відкривається, колекторний струм i_k зростає, а напруга U_{KE} зменшується. Перехід робочої точки з області відсічки до границі насичення

відбувається не миттєво, а тому на протязі часу включення транзистора (t_1-t_2) напруга на колекторі додатна і більша ніж напруга на резисторі R_{B2} , тобто діод буде закритий і не впливати на величину базового струму, який буде дорівнювати:

$$I_{B1}^+ = \frac{U_m^+}{(R_{B1} + R_{B2})}.$$

На даному інтервалі анод діода має додатний потенціал відносно бази і рівний напрузі на резисторі R_{B2} : $U_A = U_{R_{B2}} = I_{B1}^+ R_{B2}$.

Діод буде закритий до тих пір, доки потенціал колектора U_K не зменшиться до величини $U_A - U_{VD}$. В момент t_2 U_K стає меншою ніж $U_A - U_{VD}$, діод відкривається і через нього відгалужується частина базового струму, який протікає через діод і колектор-емітер транзистора. В момент t_3 струм діода досягне усталене значення. Час затримки виключення (t_4-t_5) в розглянутій схемі мале і визначається не часом розсмоктування зарядів у базовій області, а часом встановлення зворотного опору діода при його запиранні, який в разі використання швидкодіючих імпульсних діодів має дуже мале значення. Напруга між базою і колектором транзистора після відкриття діода буде підтримуватись від'ємною, якщо $I_{B2}^+ R_{B2} > U_{VD}$.

У даному випадку $U_{BK} = -I_{B2}^+ R_{B2} + U_{VD} < 0$ і транзистор буде перебувати в активному режимі, тобто ненасиченим. Відкриття діода зумовлює фіксацію колекторної напруги, а також зменшення базового струму транзистора. Це пов'язане з тим, що після відкриття діода напруга в точці А практичне не змінюється і визначається рівністю $U_A = I_{B2}^+ R_{B2} + U_{BEнас} \approx I_{B2}^+ R_{B2}$. Струм через резистор R_{B1} не зміниться і буде дорівнювати $I_{B1}^+ = \frac{(U_m^+ - U_A)}{R_{B1}} \approx \frac{(U_m^+ - I_{B2}^+ R_{B2})}{R_{B1}}$. До включення діода VD весь цей струм замикався через базу транзистора, а після відпирання діода частина цього струму буде замикатись через діод. Базовий струм зменшиться і буде дорівнювати $I_{B1}' = I_{B1}^+ - I_{VD}$.

Після відпирання діода VD струм через колекторний резистор $I_{R_K} = \frac{(E_K - U_{K0})}{R_K} = const$ не змінюється, тому що напруга на колекторі транзистора фіксується на рівні U_{K0} . Колекторний струм транзистора продовжує зростати за рахунок збільшення струму через діод $i_K(t) = I_{R_K} + i_{VD}$. Після досягнення i_{VD} усталеного стану транзисторний ключ переходить у статичний режим, при якому колекторний перехід транзистора залишається зміщеним у зворотному напрямку, тобто, транзистор буде перебувати в активному режимі.

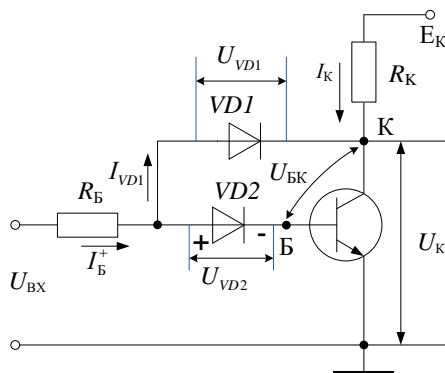


Рис. 15.11

Замість резистора R_{B2} можна використати діод (рис.15.11). Напруга відкритого діода $VD2$ менше залежить від коливання вхідного струму ніж напруга на резисторі R_{B2} у схемі на рис. 17.2, а. Для відпирання діода нелінійного зворотного зв'язку $VD1$ у схемі на рис. 15.11 необхідно щоб напруга на відкритому діоді $VD2$ була більшою ніж напруга відпирання діода $VD1$.

Це забезпечується, наприклад, якщо діод $VD2$ кремнієвий, а діод $VD1$ германієвий, або, якщо діоди одностипні, то включають замість $VD2$ два діода послідовно.

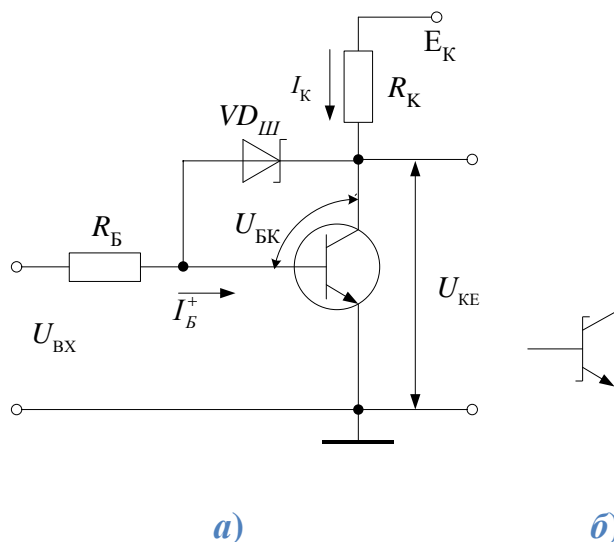


Рис. 15.12

Нелінійний зворотний зв'язок частіше всього реалізують за допомогою діода Шотки ($VD_{Ш}$), який представляє собою алюміній-кремнієвий діод з малим падінням напруги у відкритому стані ($<0,5$ В).

У діода Шотки практично відсутнє накопичення зарядів, а тому його виключення складає доли наносекунди. Схема ТК з діодом

Шотки зображена на рис. 15.12. Діод Шотки підключають паралельно колекторному переходу транзистора. При вмиканні ключа транзистор прагне перейти в режим насичення, якщо $U_{БК} > 0,7$ В. Однак раніше, ніж відкриється колекторний перехід транзистора, відкриється діод Шотки. Падіння напруги на відкритому діоді Шотки менше необхідної напруги для прямого зміщення колекторного переходу і тому транзистор не зможе перейти у режим насичення, а залишиться близько межі включення, тобто, в активному (ненасиченому) режимі. У зв'язку з цим буде відсутній час розсмоктування і, відповідно, пов'язана з ним затримка виключення ключа.

Схема ТК з $VD_{Ш}$ потребує включення меншого числа додаткових елементів і тому більш придатна при побудові мініатюрних каскадів. Її часто використовують для побудови швидкодіючих інтегральних мікросхем.

Спільну інтегральну структуру транзистор-діод Шотки називають транзистором Шотки, умовне зображення якого показане на рис. 15.12, б.

Запитання для самоконтролю

1. Що називається електричним імпульсом і якими параметрами вони характеризуються?
2. Якими параметрами характеризуються електронні ключі?
3. Поясніть умови насиченого стану транзисторного ключа.
4. Поясніть умови режиму відтинання транзисторного ключа.
5. Поясніть причини затримки включення транзисторного ключа.
6. Поясніть причини затримки виключення транзисторного ключа.
7. Від чого залежить довжина фронтів включення і виключення транзисторного ключа?
8. Поясніть, для чого використовується форсуючий конденсатор у базовому колі біполярного транзистора.
9. Якими способами можна забезпечити роботу біполярного транзистора без заходу його в режим насичення?

10. Поясніть роботу ненасиченого транзисторного ключа, в якому використовується від'ємний зворотний зв'язок за допомогою діода.
11. Чому в ключах з діодом Шоткі останній включається безпосередньо між базою і колектором транзистора?

Лекція 16 .

Ключі на польових транзисторах

Тема 3.4. Генератори і формувачі електричних імпульсів.

Мультивібратори і одновібратори на операційних підсилювачах.

16.1. Ключі на польових транзисторах

Схема ключового каскаду на n -канальному польовому транзисторі з p - n -переходами приведена на рис.16.1.

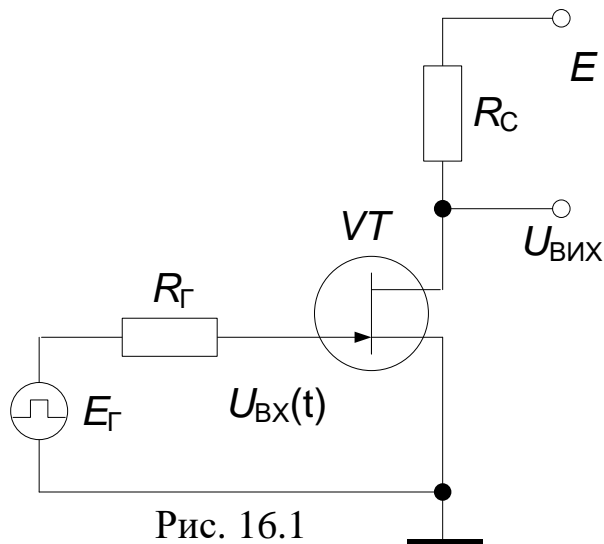


Рис. 16.1

6.1.1. Статичні режими

При $|U_{ВХ}| > |U_{ЗВПОР}|$ транзистор буде виключений і напруга на виході ключа буде дорівнювати практично напрузі джерела живлення $U_{ВІХ}=E$ (інтервал $0 \div t_1$ на рис. 16.2).

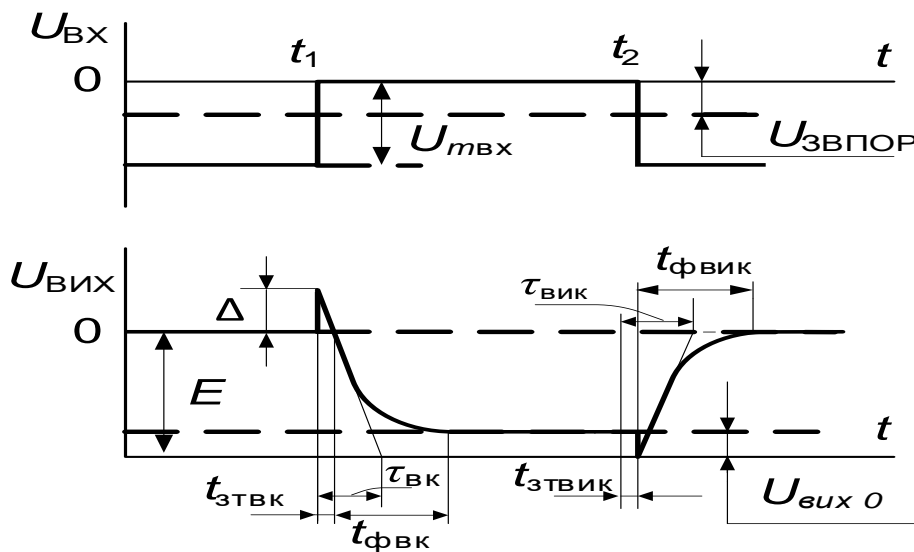


Рис. 16.2

При $|U_{ВХ}| < |U_{ЗВпор}|$ (інтервал $t_1 \div t_2$) транзистор включений і напруга на виході ключа визначається з виразу:

$$U_{ВИХО} = E \frac{r_k}{r_k + R_C},$$

де $r_k = U_{СВН} / I_{cm}$ – опір провідного каналу транзистора при відповідній напрузі $U_{ЗВ}$.

16.1.2. Динамічний режим

Перехід транзистора з одного статичного стану в інший характеризує динаміку ключа. Швидкість переключення, тобто формування фронтів, польового транзистора визначається наявністю в транзисторі і в схемі ключа ємностей. Розглянемо включення і виключення транзистора за умови, що генератор $E_{Г}$ генерує імпульси з ідеально крутими фронтами (рис. 16.2) і внутрішній опір генератора дорівнює нулю $R_{Г}=0$.

16.1.2.1. Режим включення. Еквівалентна схема ключа при відпиранні транзистора приведена на рис. 16.3. Умова, що $R_{Г}=0$, дозволяє зробити висновок, що незважаючи на наявність ємності між затвором і витоком транзистора $C_{ЗВ}$, напруга на затворі транзистора зміниться практично миттєво. З цієї причини ємність $C_{ЗВ}$ на еквівалентній схемі не показана. Стрибок входної напруги $U_{мвх}$ на затворі транзистора визве стрибок вихідної напруги, за рахунок поділу напруги $U_{мвх}$ між ємністю $C_{ЗС}$ і еквівалентною ємністю між стоком і витоком транзистора, яка складається з ємності між стоком і витоком транзистора, ємностей монтажною і навантаження $C_{СВекв} = C_{СВ} + C_{М} + C_{Н}$. Стрибок напруги між стоком і витоком транзистора, тобто на виході ключа, буде визначатись

$$\Delta = U_{мвх} \frac{C_{ЗС}}{C_{ЗС} + C_{СВекв}}.$$

Величина $\Delta \ll U_{\text{мвх}}$ через те, що $C_{\text{СВекв}} \gg C_{\text{ЗС}}$.

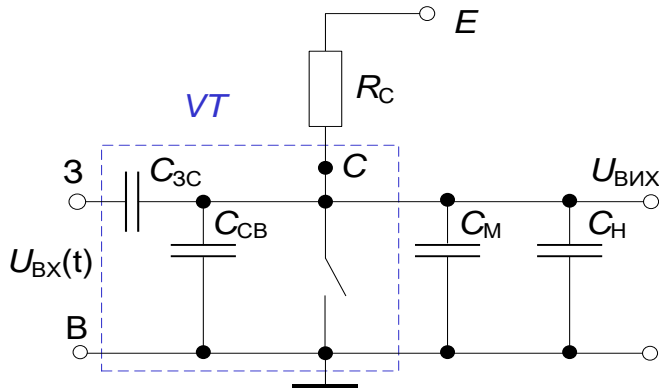


Рис. 16.3

Таким чином, включення транзистора супроводжується стрибком напруги, яка є причиною затримки на час $t_{\text{зтвк}}$ початку зміни вихідної напруги.

Після стрибка вихідної напруги (момент t_1 на рис.16.2)

починається зміна вихідної напруги від $(E+\Delta)$ до $U_{\text{ВІХ0}}$ зі сталою часу

$$\tau_{\text{вк}} = (C_{\text{ЗС}} + C_{\text{СВекв}}) \frac{R_C r_k}{R_C + r_k}.$$

Довжина фронту включення ключа дорівнює

$$t_{\text{фвк}} \approx 2,2\tau_{\text{вк}} = 2,2(C_{\text{ЗС}} + C_{\text{СВ}} + C_{\text{М}} + C_{\text{Н}}) \frac{r_k R_C}{r_k + R_C}.$$

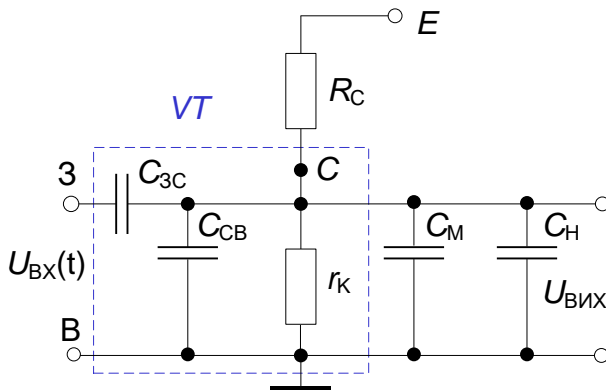


Рис. 16.4

Після завершення формування фронту включення ключа на його виході встановиться напруга $U_{\text{ВІХ0}}$.

16.1.2.2. Режим

виключення

Від'ємний перепад вхідного сигналу в момент t_2 від нуля до -

$U_{\text{мвх}}$ визиває запирання транзистора.

Від'ємний стрибок вхідної напруги визиває перезаряд ємностей схеми і формування на виході ключа від'ємного стрибка напруги $-\Delta$, амплітуда і довжина якого залежать від параметрів транзистора і елементів схеми. Цей стрибок напруги затримує момент початку зміни вихідної напруги і переходу

транзистора в активну область, що є причиною затримки виключення транзистора $t_{зтвик}$.

Після цього ємності починають заряджатись від джерела напруги E через резистор R_C , формуючи фронт виключення ключа $t_{фвик}$. Еквівалентна схема ключа на ПТ на інтервалі виключення приведена на рис. 16.4 (r_K – опір каналу). Схема складена з урахуванням еквівалентної схеми запертого транзистора для змінного сигналу. Напруга на виході ключа під час запирання транзистора залежить від сталої часу заряду ємностей

$$\tau_{вик} = (C_{зс} + C_{СВекв})R_C,$$

а довжина фронту виключення ключа

$$t_{фвик} \approx 2,2\tau_{вик} = 2,2(C_{зс} + C_{СВ} + C_M + C_H)R_C.$$

З приведених для $t_{фвк}$ і $t_{фвик}$ виразів видно, що $t_{фвик} > t_{фвк}$.

Таким чином, інерційність ключів на ПТ з $p-n$ - переходами визначається процесами перезаряду вхідних і вихідних ємностей ключа.

При розгляді ключів на ПТ потрібно мати на увазі наступне:

1. Польові транзистори керуються напругою, що зводить до нуля споживану потужність в статичних режимах;
2. Через те, що струм ПТ, на відміну від БП транзисторів, визначається тільки рухом основних для напівпровідника носіїв заряду, то при його перемиканні відсутні процеси пов'язані зі зміною об'ємного заряду неосновних носіїв. Це зумовлює перехідні процеси тільки процесом перезаряду відповідних ємностей.

Одночасно потрібно враховувати, що ПТ мають більшу залишкову напругу і більший опір у включеному стані, а також що вихідні ВАХ польових транзисторів на початковому відрізку якісно відрізняються від вихідних характеристик БП транзисторів залежністю їх похідних $di_C/du_{СВ}$ від керуючої напруги $u_{зв}$.

Через це залишкова напруга на включеному ПТ сильно залежить від величини керуючої напруги. Послабити цей недолік можна зменшенням струму стоку шляхом збільшення опору R_C . Однак збільшення опору навантаження приводить до зростання сталої часу перезаряду ємностей навантаження $\tau_H = R_C C_H$, що зменшує швидкодію ключів на ПТ.

При збільшенні частоти комутації (перемикання) значно зростає вхідний струм ПТ, що зумовлено перезарядом його вхідної ємності. Це приводить до падіння коефіцієнту підсилення за потужністю при збільшенні частоти перемикання.

Отже, повністю реалізувати переваги ключів на ПТ можливо тільки на невисоких частотах переключення з використанням спеціальних схемотехнічних рішень, які дозволяють збільшити швидкість перезаряду ємності навантаження C_H .

Слід також відзначити різницю полярностей керуючої (вхідної) і вихідної напруг, що ускладнює схемотехніку ключів на ПТ з $p-n$ - переходами.

Такого недоліку не мають ключі виконані на МДН- транзисторах з індукованим каналом, в яких полярності вхідної і вихідної напруг співпадають. Такі ключі будуть розглянуті при розгляді логічних елементів.

Тема 3.4. Генератори і формувачі електричних імпульсів.

16.2. Мультивібратор (МВ) – це релаксаційний генератор прямокутних імпульсів. МВ може працювати в автоколивальному режимі, режимах очікування та синхронізації.

МВ можуть виконуватися на тунельних діодах, тиристорах, транзисторах, операційних підсилювачах, логічних елементах.

В автоколивальному режимі МВ має два квазісталих стани рівноваги і переходить із одного стану в інший самочинно під впливом внутрішніх позитивних зв'язків.

У режимі очікування мультивібратор має один сталий стан і один несталий (квазісталий), під час якого на його виході формується імпульс. Перехід від сталого до несталого стану відбувається під дією зовнішніх імпульсів, а в зворотному напрямку – за рахунок внутрішніх процесів у схемі. Мультивібратор у режимі очікування називається *одновібратором*.

У режимі синхронізації МВ працює в автоколивальному режимі, але перехід його із одного стану в інший відбувається під дією зовнішніх імпульсів. При цьому частота синхронізуючих сигналів повинна перевищувати частоту власних коливань МВ. Це забезпечує незалежність коливань від дестабілізуючих факторів, що впливають на параметри його елементів.

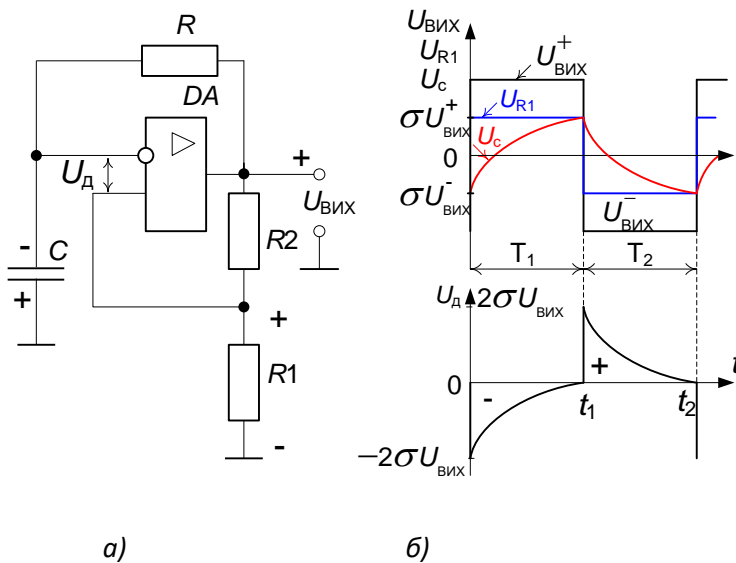


Рис.21.1

Принципова схема автоколивального мультивібратора приведена на рис. 21.1, а, а часові діаграми, що пояснюють процеси в мультивібраторі – на рис. 21.1, б.

Операційний підсилювач охоплений двома колами зворотних зв'язків:

додатнім і від'ємним. ДЗЗ забезпечується резисторами $R1$ і $R2$, а ВЗЗ – конденсатором C і резистором R . При розгляді принципу дії схеми (рис. 21.1, а) будемо рахувати, що операційний підсилювач ідеальний, тобто, $K_U = \infty$, $R_{\text{ВХ}} = \infty$, $R_{\text{ВН}} = 0$.

Автоколивальний режим у схемі забезпечується додатнім зворотним зв'язком, а елементи від'ємного зворотного зв'язку (R і C) забезпечують перемикання схеми із одного стійкого стану в інший і виконують роль частотно-вибіркової ланки. Так як схема працює в автоколивальному режимі, то

розглядати її принцип дії можна з будь-якого часу. Припустимо, що в момент $t=0$, конденсатор заряджений з вказаною на рис. 21.1, a полярністю, а напруга на прямому вході ОП є додатною і дорівнює

$$U_{\Pi} = U_{R1} = U_{\text{вих}} R1 / (R1 + R2) = \sigma U_{\text{вих}},$$

де $\sigma = R1 / (R1 + R2)$.

Напруга на диференційному вході ОП визначається різницею напруг на його інверсному і прямому входах

$$U_{\text{д}} = U_{\text{I}} - U_{\Pi} = -U_{\text{C}} - U_{R1} < 0.$$

ОП працює в режимі компаратора, а тому напруга на його виході (виході автогенератора) визначається виразом

$$U_{\text{вих}} = -(-U_{\text{д}}) K_{\text{ОП}} = U_{\text{вих}}^+ \approx +U_{\text{жив}},$$

де $U_{\text{жив}}$ – напруга джерела живлення.

На відрізку $t_0 - t_1$ відбувається перезарядження конденсатора через резистор R і вихідний опір ОП, який, як уже відзначалось, дорівнює нулю. Напруга на конденсаторі змінюється зі сталою часу $\tau = RC$ від $\sigma U_{\text{вих}}^-$ до $\sigma U_{\text{вих}}^+$.

Напруга на виході мультивібратора на цьому відрізку часу не буде змінюватись через те, що напруга на диференційному вході весь цей відрізок часу є від'ємною. Враховуючи, що напруга на ємності змінюється за експоненціальним законом, відрізок часу $T1$ визначається з виразу

$$(U_{\text{вих}}^+ + \sigma U_{\text{вих}}^-) \cdot e^{-T1/\tau} = U_{\text{вих}}^+ - \sigma U_{\text{вих}}^+,$$

$$T1 = \tau \cdot \ln[(1 + \sigma)/(1 - \sigma)] = R \cdot C \cdot \ln(1 + 2R1/R2).$$

Враховуючи, що за модулем $|U_{\text{вих}}^-| = U_{\text{вих}}^+$, одержимо

$$(1 + \sigma)e^{-T1/\tau} = 1 - \sigma, \quad \text{або} \quad (1 - \sigma)e^{T1/\tau} = 1 + \sigma$$

Прологарифмував обидві частини останнього рівняння, визначимо $T1$

$$T1 = \tau \ln[(1 + \sigma)/(1 - \sigma)] = R \cdot C \cdot \ln(1 + 2R1/R2).$$

В момент t_1 напруга на інверсному вході ОП (U_{C}) перевищить напругу на прямому вході ($\sigma \cdot U_{\text{вих}}^+$), що приведе до зміни полярності напруги на

диференційному вході ОП, тобто $U_D = U_I - U_{II} = U_C - U_{R1} > 0$. Полярність напруги на виході мультивібратора стрибком зміниться на протилежну

$$U_{вих} = -U_D K_{ОП} = U_{вих}^- \approx -U_{жив}.$$

Напряга на прямому вході ОП також змінить свою полярність і стане рівною $\sigma U_{вих}^-$.

На відрізку $t_1 - t_2$ конденсатор знову буде перезаряджатись з тією ж сталою часу $\tau = RC$, підтримуючи на диференційному вході ОП додатну напругу і від'ємну на виході. З моменту t_2 процеси в схемі повторюються. Таким чином $T_1 = T_2$, а період повторення імпульсів вихідної напруги мультивібратора

$$T = T_1 + T_2 = 2RC \cdot \ln(1 + 2R1/R2).$$

Якщо прийняти $R1 = R2$, то $T = 2RC \cdot \ln 3 = 2,2RC$, а частота вихідної напруги мультивібратора $f = 1/T = 1/2,2RC$.

15.3. Одновібратори на операційних підсилювачах (ОП)

Одновібратор - це мультивібратор, який працює у режимі очікування і має один сталий стан і один несталий (квазісталий), під час якого на його виході формується імпульс.

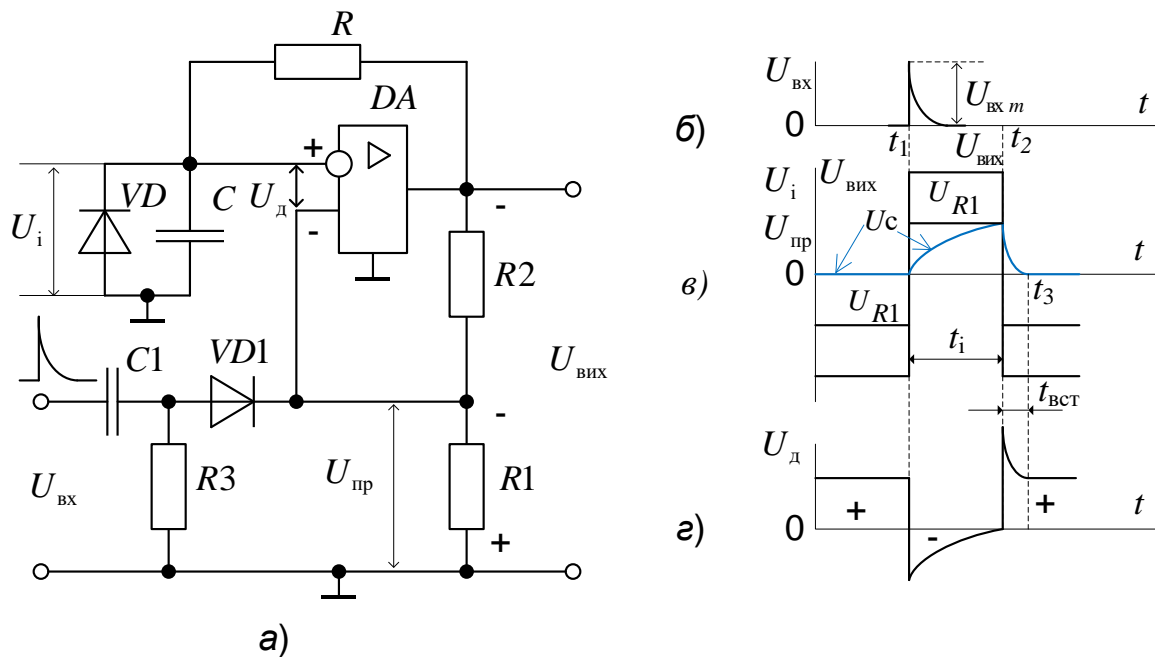


Рис.16.5

Перехід від сталого до несталого стану відбувається під дією зовнішніх імпульсів, а в зворотному напрямку – за рахунок внутрішніх процесів у схемі. Одновібратори застосовують для формування прямокутних імпульсів заданої тривалості й амплітуди, а також для затримки імпульсів на певний час.

На рис. 16.5, а зображена схема одновібратора на ОП, яка відрізняється від автоколивального мультивібратора наявністю діода VD і колом запуску ($C1, R3, VD1$). Через те, що паралельно конденсатору C включений діод VD , напруга на конденсаторі i , відповідно, на інверсному вході ОП $U_c = U_i$ не може бути від'ємною (якщо нехтувати напругою на відкритому діоді, яка $\approx -0,7$ В). Через це, якщо напруга на виході i , відповідно, на прямому вході ОП $U_{пр} = U_{R1} = -U_{вих} \cdot R1 / (R1 + R2) = -\sigma U_{вих}$ буде від'ємною, то напруга на диференційному вході ОП буде додатною $U_d = U_i - (-U_{пр}) = \sigma U_{вих} > 0$. Напруга на виході ОП буде від'ємною $U_{вих} = -U_d \cdot K_{ОП}$ і схема самостійно не зможе вийти із цього стану, тобто буде знаходитись у сталому стані (інтервал $0 \div t_1$ на рис. 16.5, з). Розглянемо роботу одновібратора з моменту приходу вхідного імпульсу з амплітудою $U_{вх\ m} > |\sigma U_{вих} = U_{R1}|$ (t_1 на рис. 16.5, а).

Під впливом вхідного імпульсу напруга на диференційному вході ОП змінить свою полярність, тобто стане від'ємною

$$U_d = U_c - (-U_{R1} + U_{вх\ m}) < 0.$$

ОП перейде у додатний насичений стан і відповідно $U_{R1} = U_{вих} \cdot R1 / (R1 + R2) = \sigma U_{вих}$, а $U_d = U_c - (U_{R1} + U_{вх\ m}) < 0$.

Після переходу ОП у додатний насичений стан необхідність у вхідному імпульсі відпадає, тому що напруга на диференційному вході залишається від'ємною завдяки зміні полярності напруги на резисторі $R1$.

На інтервалі $t_1 \div t_2$ відбувається заряд конденсатора C під дією вихідної напруги:

$$U_c(t) = U_{вих}(1 - e^{-t/\tau}), \quad (16.1)$$

де $\tau = RC$.

На цьому інтервалі вихідна напруга $U_{вих}$ буде додатною, тому що $U_d = U_c - U_{R1} < 0$.

У момент часу $t=t_2$ напруга на конденсаторі досягне рівня напруги на R_1

$$U_C(t) = U_{R1} = \sigma U_{\text{вих}}.$$

Підставимо в (16.1) $U_C(t)_1 = \sigma U_{\text{вих}}$ і $t_2 - t_1 = t_i$ одержимо:

$$\sigma U_{\text{вих}} = U_{\text{вих}}(1 - e^{-t_i/\tau}) \rightarrow e^{-t_i/\tau} = 1 - \sigma \rightarrow e^{t_i/\tau} = 1/(1 - \sigma).$$

Прологарифмував цю рівність, одержимо довжину імпульсу:

$$t_i = \tau \ln 1/(1 - \sigma) = \tau \ln(1 + R_1/R_2) = 2,3RC \lg(1 + R_1/R_2).$$

На інтервалі $t_2 - t_3$ відбувається відновлення сталого стану.

При $t > t_3$ напруга $U_C(t)$ стане більшою ніж U_{R1} , а $U_d = U_C - U_{R1} > 0$ і ОП перейде у від'ємний насичений стан.

На цьому інтервалі напруга на конденсаторі, який буде розряджатись через вихідний опір ОП і резистор R , буде змінюватись за законом

$$U_c(t) = (U_{\text{вих}}^- + \sigma U_{\text{вих}}^+) e^{-t/\tau}.$$

У момент часу $t=t_3$ рівняння прийме вигляд

$$U_{\text{вих}}^- = (U_{\text{вих}}^- + \sigma U_{\text{вих}}^+) e^{-t_{\text{від}}/\tau},$$

де $t_3 - t_2 = t_{\text{від}}$ – час відновлення сталого стану МВ.

Розв'язуючи це рівняння відносно $t_{\text{від}}$, з урахуванням що $U_{\text{вих}}^+ = |U_{\text{вих}}^-|$, визначимо час переходу схеми у сталий стан

$$t_{\text{від}} = \tau \ln(1/\sigma) = \tau \ln \frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2} = 2,3RC \lg \frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2}.$$

15.4. Генератори пилкоподібної напруги (ГПН).

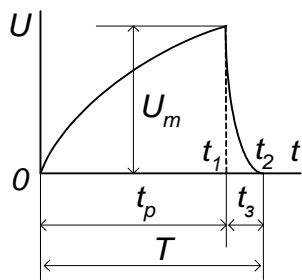
ГПН з струмостабілізуючим елементом.

Генератори лінійно змінюваної напруги

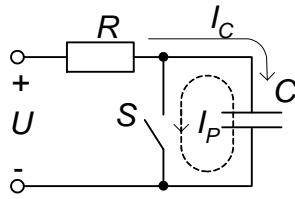
Генератори лінійно змінюваної (пилкоподібної) напруги використовуються в системах керування, вимірювальних пристроях, для одержання розгортки електронного променя на екрані електронно-променевої трубки, для отримання регульованих часових затримок імпульсних сигналів та інше.

Імпульси лінійно змінюваної напруги (рис.16.6, а) характеризуються такими параметрами:

- амплітудою U_m ,



а)



б)

- довжиною робочого (прямого) t_p і зворотного (спаду) t_3 ходу,
- періодом повторення T ,

коефіцієнтом нелінійності K_H

$$K_H = \frac{\frac{dU}{dt}|_{t=0} - \frac{dU}{dt}|_{t=t_p}}{\frac{dU}{dt}|_{t=0}}$$

Рис. 16.6

де вказані швидкості зростання напруги на початку ($t=0$) і в кінці ($t=t_p$) робочого ходу;

- коефіцієнтом використання напруги джерела живлення $K_g = \frac{U_m}{E}$.

Формування лінійно змінюваної напруги основане на чергуванні у часі заряду і розряду конденсатора, рис. 16.6, б. При розімкненому ключі S конденсатор заряджається від напруги U відповідно виразу

$$U_C(t) = U(1 - e^{-t/\tau_3}),$$

де $\tau_3 = RC$ – стала часу заряду конденсатора

Якщо замкнути ключ S (момент t_1), конденсатор швидко розрядиться, а після його розмикання - знову буде заряджатися і т.д.

Така крива має форму експоненти, тобто є нелінійною. Це пов'язано з тим, що під час заряджання конденсатора його струм зменшується і, як результат, знижується швидкість зростання напруги і збільшується коефіцієнт нелінійності K_H .

Якщо для формування лінійно змінюваної напруги використати тільки початковий відрізок експонент, тобто довжину робочого ходу зробити значно меншою сталої часу зарядного кола конденсатора $t_p \ll \tau_3$, то можна отримати лінійно змінювану напругу із задовільним коефіцієнтом нелінійності, але в даному разі буде низький коефіцієнт використання джерела напруги $K_B = U_m / U \ll 1$.

З відомого виразу для визначення напруги на конденсаторі $U_C(t) =$

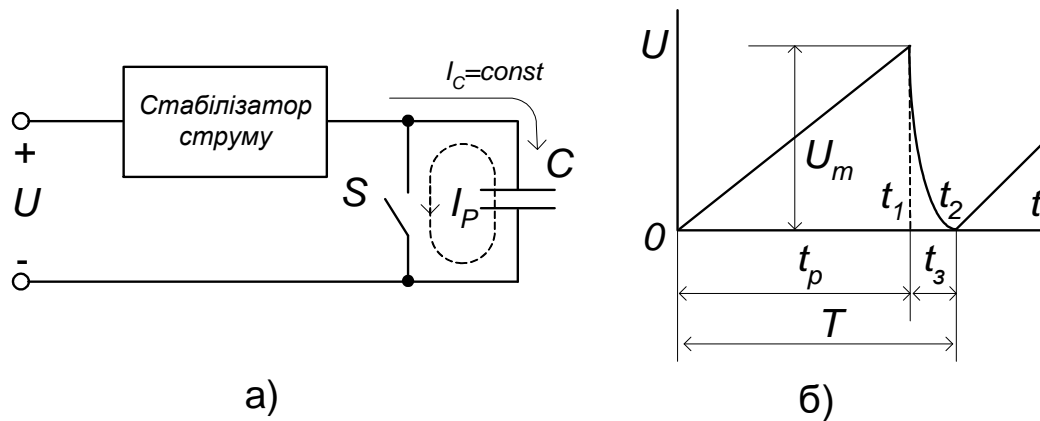


Рис. 16.7

$\frac{1}{C} \int i_C(t) dt$ впливає, що для одержання лінійно змінюваної напруги з малим K_H і високим K_B необхідно стабілізувати зарядний струм конденсатора. Це досягається включенням у зарядне коло конденсатора стабілізатора струму (рис. 16.7).

В такому разі напруга на конденсаторі буде визначатись відношенням $U_C(t) = I_C t / C$, тобто зростати лінійно з часом. Коефіцієнт використання напруги джерела живлення буде високим.

На рис. 16.8, а наведена схема генератора лінійно змінюваної напруги з стабілізатором струму. Стабілізатор струму виконаний на транзисторі VT2, який включений за схемою зі СК (емітерний повторювач). Напруга на базі транзистора VT2 стабілізується параметричним стабілізатором (резистор R і стабілітрон VD). Через те, що коефіцієнт підсилення емітерного підсилювача дорівнює одиниці, $U_{Re} = U_{ст} = const$. Колекторний струм транзистора VT2 є зарядним струмом конденсатора і приблизно дорівнює емітерному струму,

тобто $I_c = I_{K2} = I_{E2} = U_{ст} / R_{e2} = const$. На транзисторі $VT1$ виконаний ключ, через який розряджається конденсатор. На рис. 16.8, б наведені часові діаграми генератора, що пояснюють його роботу.

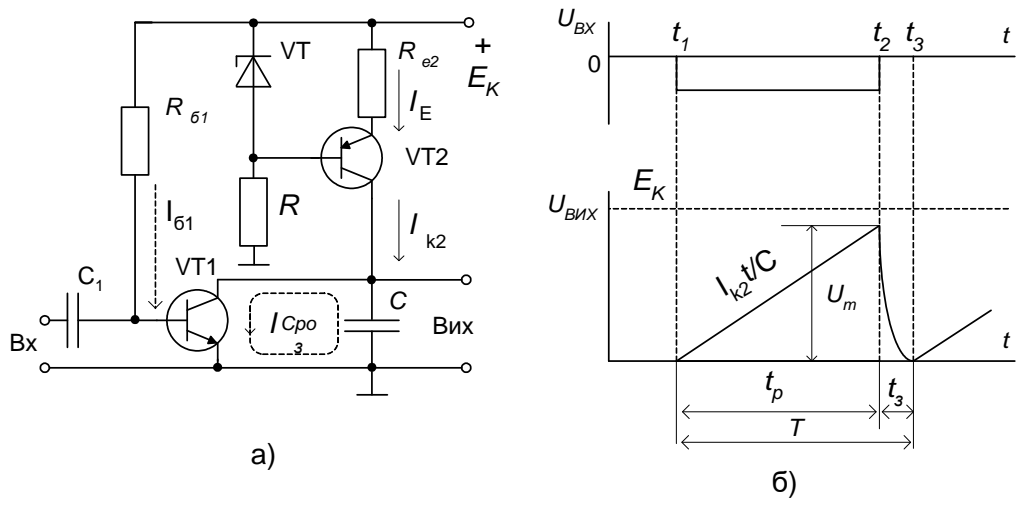


Рис. 16.8

В разі відсутності на вході імпульсу ($0 - t_1$) транзистор $VT1$ буде відкритий базовим струмом $I_{б1}$ і конденсатор буде шунтований малим опором насиченого транзистора. При подачі на базу транзистора $VT1$ від'ємного імпульсу ($t_1 - t_2$) він закриється і колекторним струмом I_{K2} конденсатор буде заряджатися за лінійним законом $U_c(t) = \frac{I_{K2} \cdot t}{C}$.

Після зникнення вхідного імпульсу ($t_2 - t_3$) транзистор $VT1$ відкриється і конденсатор розрядиться через його малий опір, формуючи зворотний хід імпульсу. Довжина зворотного ходу визначається сталою часу розряду конденсатора $t_3 \approx (3 \div 5)\tau_p$.

Запитання для самоконтролю

1. Наведіть еквівалентну схему ключа на ПТ з $p-n$ - переходами на інтервалі включення і поясніть від чого залежать його затримка і фронт включення.
2. Які переваги і недоліки ключів на ПТ з $p-n$ - переходами?
3. Що таке мультівібратор (МВ). В яких режимах можуть працювати МВ?

4. Наведіть схему і поясніть роботу МВ на ОП.
5. Поясніть, від чого залежить частота імпульсів симетричного МВ на ОП.
6. Що таке одновібратор (ОВ). Де використовуються ОВ?
7. Наведіть схему і поясніть роботу ОВ на ОП.
8. Чим визначається частота вихідних імпульсів ОВ на ОП?
9. Від чого залежить довжина вихідних імпульсів ОВ на ОП?
10. Які імпульси потрібні для запуску ОВ на ОП? Яка повинна бути амплітуда цих імпульсів?
11. Якими параметрами характеризуються імпульси лінійно змінюваної напруги?
12. Для чого в зарядне коло конденсатора, на якому формується лінійно змінювана напруга, включають стабілізатори струму?
13. Наведіть схему і поясніть роботу генератора лінійно змінюваної напруги на транзисторах.

Лекція 17.

Розділ 4. Джерела електроживлення електронних пристроїв

Тема 4.1. Випрямлячі однофазного струму

Тема 4.2. Згладжувальні фільтри

Випрямлячі, їх класифікація, параметри і характеристики. Однофазний випрямляч за схемою з нульовим виводом. Однофазний мостовий випрямляч. Робота випрямлячів на активне і індуктивне навантаження

Сучасні системи електропостачання є, як правило, трифазними системами промислової частоти, а живлення більшості пристроїв електроніки здійснюється постійним струмом. Наприклад, для живлення більшості цифрових мікросхем використовується постійна напруга з номінальним значенням 5 В, для живлення аналогових мікросхем, зокрема, операційних підсилювачів використовується постійна напруга з номінальним значенням +15 В, -15 В.

Крім постійної напруги, для живлення певних електротехнічних пристроїв, зокрема електричних приводів потрібна змінна напруга, частоту й амплітуду якої можна змінювати.

Електротехнічні пристрої, призначені для перетворення електричної енергії, яка поступає з трифазної системи електропостачання, в електричну енергію постійного струму чи електричну енергію змінного струму непромислової частоти, називаються вторинними джерелами живлення.

За принципом дії вторинні джерела живлення поділяються на джерела з безпосереднім перетворенням напруги промислової частоти у постійну напругу і джерела з проміжним перетворенням випрямленої напруги в імпульсну напругу високої частоти, які ще називаються імпульсними джерелами живлення.

Історично першими почали використовуватися на практиці вторинні джерела живлення без проміжного перетворення в імпульсну напругу. Такі джерела живлення складаються з наступних частин, рис. 17.1:

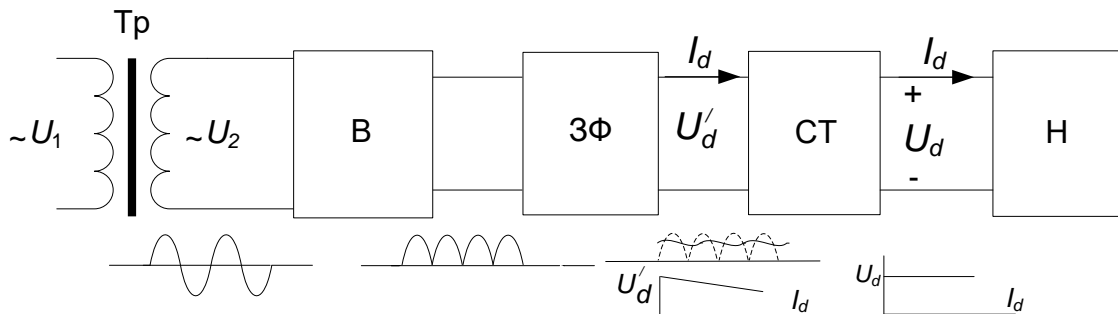


Рис. 17.1

- **трансформатора (Тр)**, що працює на частоті мережі живлення і служить для перетворення напруги мережі у змінну напругу тієї ж частоти, але іншої величини; перетворює число фаз; виконує потенційну розв'язку мережі і навантаження;
- **випрямляча (В)**, призначеного для перетворення напруги, полярність якої періодично змінюється, у пульсуючу напругу однієї полярності;
- **згладжувального фільтра (ЗФ)**, який використовується для зменшення пульсацій випрямленої напруги;
- **стабілізатора (СТ)** для підтримання вихідної напруги на заданому рівні при зміні напруги мережі живлення та навантаження.

17.1. Випрямлячі

Випрямлячами називаються електротехнічні пристрої, призначені для перетворення напруги, полярність якої періодично змінюється, у пульсуючу напругу однієї полярності. Здебільшого випрямлячі застосовуються для випрямлення синусоїдної однофазної чи трифазної напруги електричної мережі.

Основні параметри і характеристики випрямлячів

Експлуатаційні властивості випрямлячів характеризуються наступними величинами:

- Середнім значенням випрямленої напруги і середнім значенням випрямленого струму U_d та I_d ;
- Коефіцієнтом корисної дії (К.К.Д) $\eta = P_d$ - відношення активної потужності навантаження до активної потужності споживаної від мережі;
- Коефіцієнтом потужності $\chi = P/S$ - відношення активної до повної потужностей споживаних від мережі;
- Коефіцієнтом пульсації $K_{П1} = U_{m1}/U_d$ - відношення амплітудного значення напруги першої гармоніки до середнього значення випрямленої напруги;
- Зовнішньою характеристикою $U_d = f(I_d)$ - залежність середнього значення випрямленої напруги від струму навантаження;
- Регульовальною характеристикою (для керованих випрямлячів) $U_d = f(\alpha)$ - залежність середнього значення випрямленої напруги від кута регулювання.

Класифікація випрямлячів

Випрямлячі класифікуються за наступними признаками:

1. За структурою схем випрямлячі діляться на:
 - прості, що складаються з однієї випрямної секції;
 - складні, що складаються з двох і більше випрямних секцій, з'єднаних паралельно або послідовно.
2. За кількістю фаз мережі живлення випрямлячі поділяються на:
 - однофазні;
 - трифазні.
3. За тактністю:
 - однотактні;

- двотактні.
4. За можливістю регулювання випрямленої напруги:
- некеровані;
 - керовані.
5. За рядом інших при знаків:
- за потужністю;
 - за характером навантаження;
 - за величиною випрямленої напруги;
 - за частотою мережі.

Для живлення електронних пристроїв використовуються в основному малопотужні однофазні випрямлячі.

Некеровані випрямлячі

Некеровані випрямлячі – це пристрої для перетворення однофазної або трифазної змінної напруги в однополярну пульсуючу напругу.

17.1.1. Однофазний двопівперіодний випрямляч з нульовим виводом

Робота схеми на активне навантаження

Схема випрямляча зображена на рис. 17.2, а. Вторинна обмотка трансформатора має вивід від її середини (нульовий вивід), відносно якого вторинні півобмотки утворюють двофазну напругу. Півобмотки мають однакове число витків ($w_{2-1} = w_{2-2} = w_2$), а тому напруги, що в них трансформуються, відносно нульового виводу будуть однакові за величиною $|u_{2-1}| = |u_{2-2}| = |u_2|$ і протилежні за фазою.

Коефіцієнт трансформації трансформатора становить $n = w_2/w_1 = u_2/u_1$.

При розгляді роботи схеми будемо рахувати, що трансформатор і діоди ідеальні, тобто $r_{TP} = 0$, $r_{TPVD} = 0$, $r_{звVD} = \infty$.

Принцип дії схеми. Вторинні обмотки трансформатора підключені до анодів діодів VD_1 і VD_2 , катоди яких об'єднані між собою. Випрямлена напруга u_d знімається між точкою з'єднання катодів і нульовою точкою трансформатора.

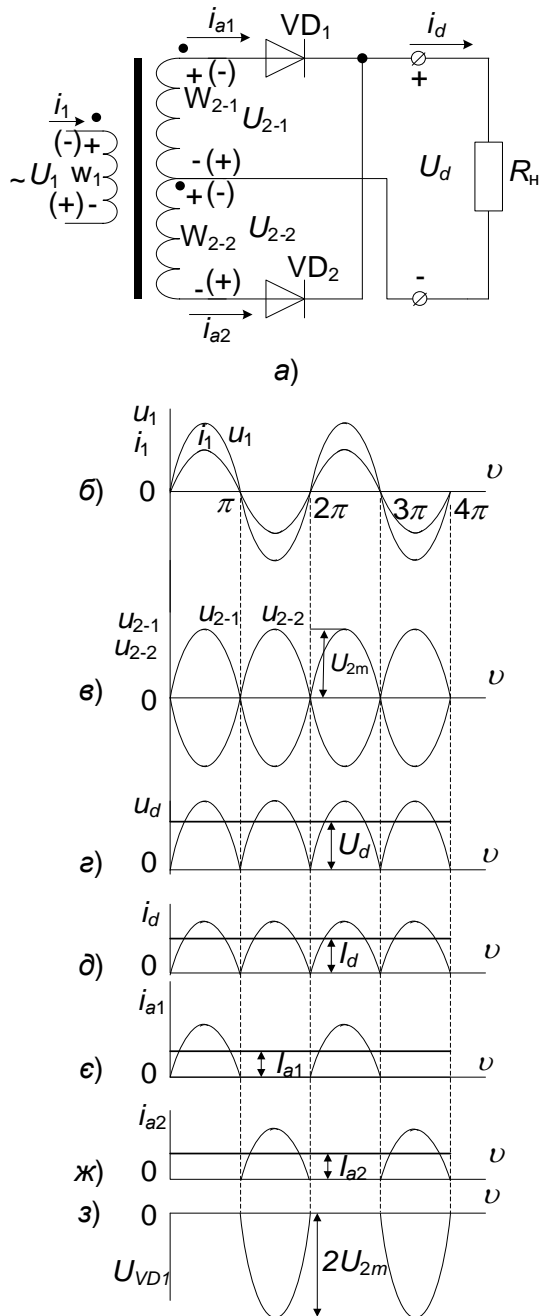


Рис. 17.2

Середнє значення випрямленої напруги:

Принцип дії випрямляча розглянемо з використанням часових діаграм напруг і струмів, зображених на рис. 17.2, б-з.

Якщо на інтервалі $0-\pi$ на вторинних обмотках трансформатора діють напруги, полярність яких зображені на рис. 17.2, в, то до аноду діода VD_1 відносно нульового виводу прикладається напруга позитивної полярності, а до аноду діода VD_2 – негативної. Діод VD_1 буде відкритий і напруга вторинної обмотки u_{2-1} прикладається до навантаження R_n , утворюючи на ньому напругу u_d (рис. 17.2, г). На цьому інтервалі через обмотку трансформатора w_{2-1} , діод VD_1 і навантаження буде протікати один і той же струм, тобто, $i_{w_{2-1}} = i_{VD_1} = i_d = u_{2-1}/R_n$ (рис. 17.2, д).

Діод VD_2 на цьому інтервалі буде закритий зворотною напругою $u_{зв} = 2u_{2-2}$.

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t =$$

$$- \frac{U_{2m}}{\pi} \cos \omega t \Big|_0^{\pi} = \frac{2U_{2m}}{\pi} =$$

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2,$$

або діюча і амплітудна напруги вторинних обмоток трансформатора

$$U_2 = 1,11U_d; U_{2m} = \frac{\pi}{2} U_d.$$

Середнє значення прямого струму, що протікає через діоди: $I_{acp} = I_d/2$.

Максимальна зворотна напруга на діодах: $U_{звм} = 2U_{2m} = \frac{2\pi U_d}{2} = \pi U_d$.

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги: $K_{n1} = \frac{U_{m1}}{U_d} = \frac{2}{(m_n^2 - 1)} = 0,667$.

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_{2m} \sin \omega t)^2 d\omega t} = I_{2m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} - 0 \right)} =$$

$$= I_{2m}/2 = \frac{U_{2m}}{R_n \cdot 2} = \frac{\pi U_d}{2R_n \cdot 2} = \frac{\pi}{4} \cdot I_d = 0,785I_d.$$

Діюче значення струму у вторинних обмотках трансформатора:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (n \cdot I_{2m} \sin \omega t)^2 d\omega t} = n \cdot I_{2m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} - 0 \right)} =$$

$$\frac{n \cdot I_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{n \cdot \pi}{2\sqrt{2}} I_d = n \cdot 1,11I_d.$$

Діюче значення струму в первинній обмотці трансформатора:

Тут враховано, що $\int \sin^2 ax = \frac{1}{2}x - \frac{1}{4a} \sin 2ax$.

Розрахункова потужність первинної обмотки трансформатора:

$$S_1 = I_1 U_1 = n \cdot 1,11 \cdot I_d \cdot \frac{1,11U_d}{n} = 1,23P_d.$$

Розрахункові потужності вторинних обмоток трансформатора:

$$S_2 = 2I_2 \cdot U_2 = 2 \cdot 0,785I_d \cdot 1,11U_d = 1,74P_d.$$

Розрахункова потужність трансформатора визначається як півсума потужностей первинної і вторинних обмоток трансформатора:

$$S_{\text{тр}} = (S_1 + S_2) / 2 = (1,23 + 1,78)P_d / 2 = 1,48P_d$$

Робота випрямляча на активно-індуктивне навантаження

Процеси в схемі випрямляча при активно-індуктивному навантаженні (рис. 17.3, а) розглянемо за допомогою часових діаграм (рис. 17.3, б - з), на яких для порівняння пунктиром показані криві при чисто активному навантаженні. При цьому будемо рахувати, що трансформатор і діоди ідеальні, тобто, $r_{тр}=0$, $r_{пр}=0$, $r_{зв}=\infty$

Середнє значення випрямленої напруги

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = -\frac{U_{2m}}{\pi} \cos \omega t \Big|_0^{\pi} = \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2.$$

Діючі значення напруг на обмотках трансформатора виражені через середнє значення випрямленої напруги:

$$U_2 = \frac{U_d}{0,9} = 1,11U_d,$$

$$U_1 = \frac{U_2}{n} = \frac{1,11U_d}{n}.$$

Середнє значення прямого струму, що протікає через діоди: $I_{асер} = I_d/2$.

Максимальна зворотна напруга на діодах: $U_{звт} = 2U_{2m} = \frac{2\pi U_d}{2} = \pi U_d$.

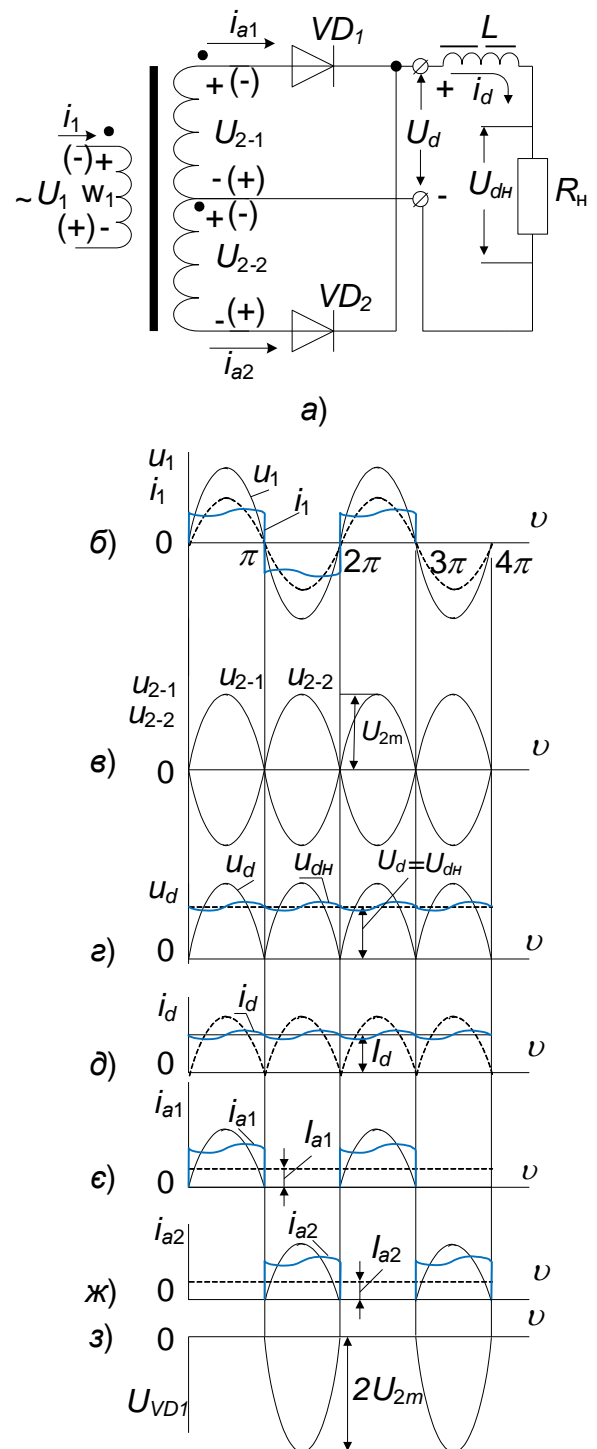


Рис. 17.3

Діюче значення струму у вторинних обмотках трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_d^2 d\omega t} = I_d \sqrt{\frac{1}{2\pi} (\pi - 0)} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} = 0,707I_d.$$

Діюче значення струму в первинній обмотці трансформатора:

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (n \cdot I_d)^2 d\omega t} = n \cdot I_d.$$

Розрахункова потужність первинної обмотки трансформатора:

$$S_1 = I_1 U_1 = n \cdot I_d \cdot \frac{1,11U_d}{n} = 1,11P_d.$$

Розрахункова потужність вторинних обмоток трансформатора:

$$S_2 = 2I_2 \cdot U_2 = 2 \cdot 0,707I_d \cdot 1,11U_d = 1,57P_d.$$

Розрахункова потужність трансформатора визначається як півсума потужностей первинної і вторинних обмоток трансформатора:

$$S_{mp} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{(1,11 + 1,57)P_d}{2} = 1,34P_d.$$

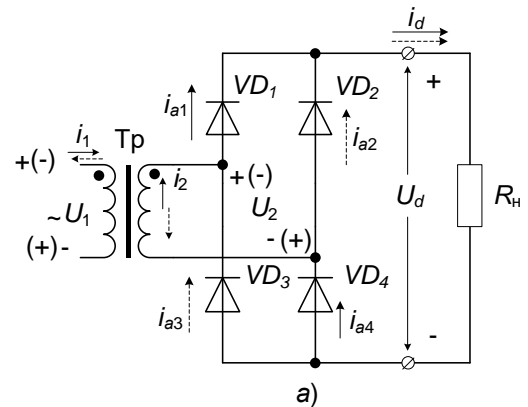
17.1.2. Однофазний мостовий випрямляч (Схема Греца)

Робота схеми на активне навантаження

Випрямляч складається з трансформатора і комплекту вентилів $VD1...VD4$, з'єднаних за мостовою схемою (рис.17.4, а). Змінна напруга U_2 підводиться до однієї діагоналі моста, а опір навантаження R_n підключений до іншої. Діоди $VD1$ і $VD2$, катоди яких мають спільну точку, утворюють катодну групу діодів, а діоди $VD3$ і $VD4$, аноди яких мають спільну точку, - анодну групу. Діоди проводять струм попарно: $VD1, VD4$ і $VD2, VD3$, при цьому в кожну пару входить один діод з катодної групи, анод якого має найвищий потенціал, і один діод анодної групи, потенціал катода якого є найменший.

Розглянемо роботу схеми.

Якщо на першому півперіоді ($0 - \pi$) напруга на вторинній обмотці трансформатора має полярність позначену на рис. 17.4, а без дужок, то струм протікає через вторинну обмотку трансформатора, діоди VD_1 , VD_4 і опір навантаження R_H . Діоди VD_2 , VD_3 на цьому інтервалі знаходяться в закритому стані, тому що до них прикладається зворотна напруга, яка дорівнює напрузі вторинної обмотки трансформатора U_2 . До навантаження буде прикладена напруга вторинної обмотки трансформатора U_2 . На другому півперіоді ($\pi - 2\pi$) струм протікає через вторинну обмотку трансформатора, діоди VD_2 , VD_3 і R_H (показаний на рис. 17.4, а пунктиром), а до діодів VD_1 ,



VD_4 прикладається зворотна напруга, яка дорівнює напрузі U_2 (якщо нехтувати падінням напруги на відкритих діодах). Струм навантаження не змінює свого напрямку в обидва півперіоди, тобто випрямляється. Таким чином, діоди схеми працюють попарно, пропускаючи через опір навантаження обидві півхвилі змінного струму. Випрямлена напруга представляє собою однополярні півхвилі змінної напруги вторинної обмотки трансформатора. Кратність пульсацій в

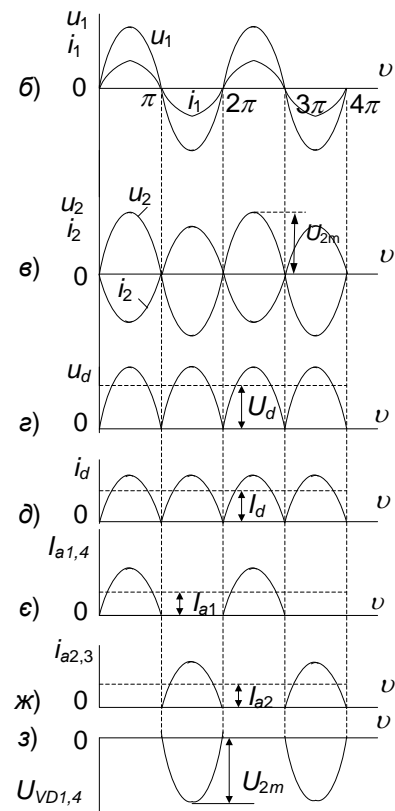


Рис. 17.4

кривій випрямленої напруги по відношенню до частоти мережі дорівнює двом. Форма випрямленого струму i_d (рис. 17.4, д) повністю повторює за

формою криву випрямленої напруги. Діаграми струмів і напруг на елементах схеми приведені на рис. 17.4, б, ..., з.

Середнє значення випрямленої напруги:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = -\frac{U_{2m}}{\pi} \cos \omega t \Big|_0^{\pi} = \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2.$$

Діючі значення напруг на обмотках трансформатора виражені через середнє значення випрямленої напруги:

$$U_2 = \frac{U_d}{0,9} = 1,11U_d, \quad U_1 = \frac{U_2}{n} = \frac{1,11U_d}{n},$$

де n – коефіцієнт трансформації трансформатора.

Середнє значення прямого струму, що протікає через діоди:

$$I_{асер} = I_d/2.$$

Максимальна зворотна напруга на діодах:

$$U_{звт} = U_{2m} = \sqrt{2}U_2 = \frac{\pi U_d}{2} = 1,57U_d.$$

Діюче значення струму у вторинних обмотках трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (I_{2m} \sin \omega t)^2 d\omega t} = I_{2m} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - 0 \right)} = \frac{\pi U_d}{2R_H} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = 1,11I_d.$$

Діюче значення струму в первинній обмотці трансформатора:

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (n \cdot I_{2m} \sin \omega t)^2 d\omega t} = n \cdot I_{2m} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} - 0 \right)} = \frac{n \cdot I_{2m}}{\sqrt{2}} = \frac{n \cdot \pi}{2\sqrt{2}} I_d \\ &= n \cdot 1,11I_d. \end{aligned}$$

Потужності обмоток трансформатора в мостового випрямляча однакові і рівні типовій потужності трансформатора:

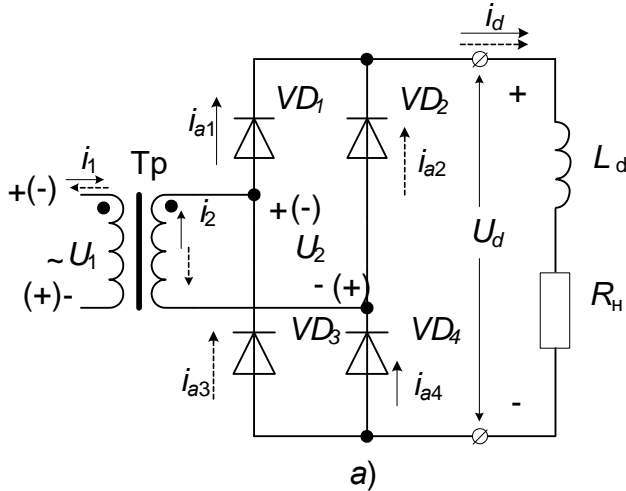
$$S_{TP} = S_1 = S_2 = I_1 U_1 = n 1,11I_d \cdot \frac{1,11U_d}{n} = 1,23P_d.$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги:

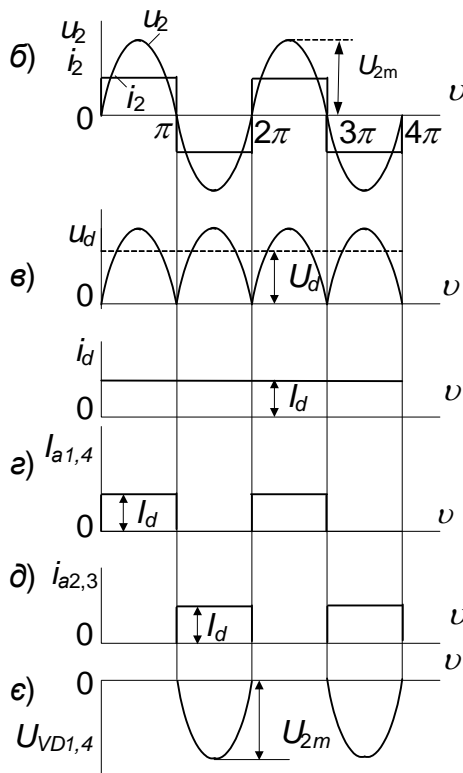
$$K_{П1} = \frac{U_{m1}}{U_d} = \frac{2}{m_n^2 - 1} = 0,667,$$

де $m_n = 2$ - кратність пульсацій випрямленої напруги.

В порівнянні зі схемою з нульовим виводом мостова схема має такі переваги:



- краще використовується трансформатор;
- немає вимушеного підмагнічення трансформатора;
- менша зворотна напруга на діодах;
- мостова схема може працювати без трансформатора.



До недоліків мостової схеми слід віднести – більша кількість діодів.

Робота мостової схеми на індуктивне навантаження

Схема і часові діаграми приведені на рис. 17.5

Будемо рахувати, що $L_d = \infty, r_{тр} = 0, r_{пр} = 0, r_{зв} = \infty$.

Середнє значення випрямленої напруги:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = -\frac{U_{2m}}{\pi} \cos \omega t \Big|_0^{\pi} = \frac{2U_{2m}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9U_2.$$

Діючі значення напруг на обмотках трансформатора виражені через середнє значення випрямленої напруги:

$$U_2 = \frac{U_d}{0,9} = 1,11U_d, \quad U_1 = \frac{U_2}{n} = \frac{1,11U_d}{n}.$$

Середнє значення прямого струму, що протікає через діоди:

$$I_{асер} = I_d/2.$$

Максимальна зворотна напруга на діодах:

$$U_{звм} = U_{2м} = \sqrt{2}U_2 = \frac{\pi U_d}{2} = 1,57U_d.$$

Діюче значення струму у вторинній і первинній обмотках трансформатора:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_d^2 d\omega t} = I_d, \quad I_1 = n \cdot I_d.$$

Потужність трансформатора:

$$S_{TP} = S_1 = S_2 = I_1 U_1 = n I_d \cdot \frac{1,11 U_d}{n} = 1,11 P_d$$

4.2. Згладжувальні фільтри

Призначення, параметри і основні вимоги до згладжувальних фільтрів

Згладжувальні фільтри (ЗФ) призначені для згладжування пульсації випрямленої напруги. Випрямлена напруга крім постійної складової має змінну, яка визиває пульсацію напруги. Відношення змінної складової випрямленої напруги до її середнього значення характеризується коефіцієнтом пульсації випрямленої напруги.

Змінна складова випрямленої напруги на загал представляє собою сукупність гармонік з різними амплітудами, які зсунуті відносно першої гармоніки на різні кути. Амплітуда першої гармоніки має максимальну величину і мінімальну частоту, а тому її вплив на коефіцієнт пульсації є найбільшим. Подальше,

розглядаючи змінну складову випрямленої напруги, будемо враховувати тільки її першу гармоніку і позначати її індексом «1».

Таким чином, коефіцієнт пульсації будемо визначати як відношення амплітуди першої гармоніки випрямленої напруги до її середнього значення:

$$K_{n1} = \frac{U_{m1}}{U_d}$$

Для зменшення змінної складової випрямленої напруги, тобто для послаблення пульсації, між випрямлячем і навантаженням встановлюють згладжувальний фільтр.

Згладжувальний фільтр можна уявити як чотирьохполюсник, на вході і виході якого відповідно присутні амплітуди першої гармоніки і середні значення напруг (рис.17.6).

Згладжуюча дія фільтра оцінюється коефіцієнтом згладження – відношенням коефіцієнта пульсації на вході до коефіцієнта пульсації на виході фільтра:

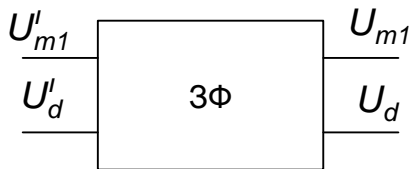


Рис.17.6

$$K_{3\Gamma} = \frac{K'_{П1}}{K_{П1}} = \frac{\frac{U'_{m1}}{U'_d}}{\frac{U_{m1}}{U_d}} = \frac{U'_{m1}}{U_{m1}} \cdot \frac{U_d}{U'_d} = K_{\Phi 1} \cdot \lambda, \quad (17.1)$$

де U'_{m1} і U'_d амплітуда першої гармоніки пульсацій і середнє значення напруги на вході фільтра (виході випрямляча);

U_{m1} , U_d - амплітуда першої гармоніки пульсацій і середнє значення напруги на виході фільтра (на навантажені).

Відношення $K_{\Phi 1} = \frac{U_{m1}'}{U_{m1}}$ називається коефіцієнтом фільтрації, який показує в скільки разів зменшується амплітуда першої гармоніки на виході фільтра в порівнянні з її величиною на вході.

Відношення $\lambda = \frac{U_d}{U_d'}$ називається коефіцієнтом передачі середнього значення напруги і визначається відношенням середнього значення напруги на виході фільтра до середнього значення напруги на його вході.

Величина коефіцієнта передачі для фільтрів випрямлячів малої потужності складає $\lambda = 0,91-0,95$, великої потужності $\lambda = 0,95-0,99$, для фільтрів без втрат $\lambda = 1$. Враховуючи це, можна рахувати, що чисельно коефіцієнти згладжування і фільтрації приблизно однакові, тобто

Коефіцієнт пульсації напруги на вході фільтра залежить від схеми випрямляча і визначається виразом:

$$K_{П1}' = \frac{2}{m_n^2 - 1},$$

де m_n – число пульсацій випрямленої напруги за період мережі живлення.

Величина коефіцієнта пульсації на навантаженні $K_{n1} = \frac{U_{m1}}{U_d}$ зазвичай задається, а тому коефіцієнт фільтрації визначається залежністю:

$$K_{\Phi} \approx \frac{K_{П1}'}{K_{П1}} = \frac{2}{(m_n^2 - 1)K_{П1}}. \quad (17.2)$$

В подальшому розрахунок фільтра зводиться до визначення його параметрів за величиною K_{Φ} .

До фільтрів пред'являються наступні вимоги:

- забезпечення заданого $K_{ЗГ}$;
- відсутність замітних спотворень, вносимих у роботу споживачів;

- відсутність недопустимих перенапруг і надструмів під час перехідних процесів (включення і виключення випрямляча, відключення і підключення навантаження);

- забезпечення прийнятних габаритів, ваги і вартості;
- висока надійність;
- високий к.к.д. (незначна втрата постійної складової напруги).

Класифікація ЗФ:

У залежності від типу елементів, з яких складається фільтр:

Фільтри на пасивних елементах: ємнісні; індуктивні; індуктивно-ємнісні; резистивно-ємнісні; резонансні.

Фільтри на активних елементах (транзисторні).

У залежності від схеми побудови ланки: Г- подібні; П - подібні.

Від кількості ланок: одноланкові; багатоланкові.

Фільтри на пасивних елементах

Будь-який згладжувальний фільтр можна представити двома опорами: послідовним Z_1 і паралельним - Z_2 (рис. 17.7).

Якщо виконується нерівність $|Z_2| \ll R_H$, то коефіцієнт фільтрації можна визначити відношенням:

$$K_{\Phi 1} = \frac{U'_{m1}}{U_{m1}} = \frac{U'_{m1}}{\frac{U'_{m1}}{Z_1+Z_2} Z_2} = \left| \frac{Z_1+Z_2}{Z_2} \right| = \left| 1 + \frac{Z_1}{Z_2} \right| \approx \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right|. \quad (17.3)$$

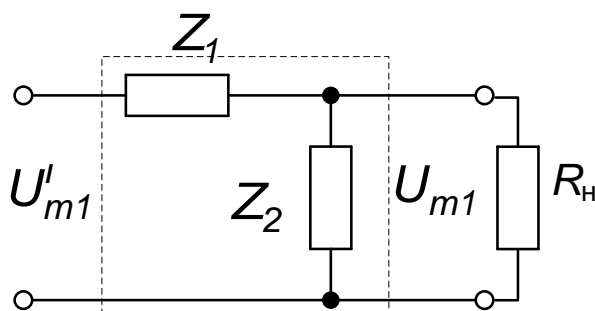


Рис.17.7

Таким чином, коефіцієнт фільтрації прямо пропорціонально залежить від опору послідовного елемента і обернено пропорціонально від опору паралельного елемента. Іншими словами, послідовний елемент фільтра Z_1 повинен мати великий

опір змінному струму і малий – постійному, а паралельний елемент Z_2 навпаки - малий опір змінному струму і великий постійному.

В якості послідовних елементів використовують котушки індуктивності і резистори (в малопотужних фільтрах), а в якості паралельних елементів – конденсатори.

Індуктивний фільтр

В індуктивному фільтрі (рис.17.8) відсутній елемент Z_2 . Спільно з опором навантаження його можна представити у вигляді Г- подібної ланки з опорами $Z_1 = jm_n\omega_m L$; $Z_2 = R_H$. Підставивши ці значення у (17.3) одержимо

$$K_{\Phi 1} = \sqrt{\left(\frac{m_n \omega_m L}{R_H}\right)^2} = \frac{m_n \omega_m L}{R_H},$$

$$\text{звідки індуктивність фільтра } L = \frac{R_H K_{\Phi 1}}{m_n \omega_m} = \frac{R_H K_{\Phi 1}}{m_n 2\pi f_m}.$$

Враховуючи (17.2), одержимо:

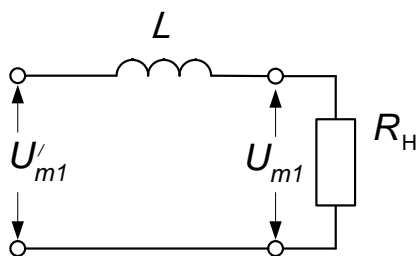


Рис. 17.8

$$L = \frac{R_H K_{3\Gamma}}{m_n \omega_m} = \frac{R_H \cdot 2}{m_n 2\pi f_m (m_n^2 - 1) K_{П1}} = \frac{R_H}{m_n \pi f_m (m_n^2 - 1) K_{П1}},$$

де m_n - кратність частоти пульсацій випрямленої напруги відносно частоти мережі.

Індуктивні фільтри використовують при величині R_H одиниці ÷ долі ома.

Згладжувальна дія такого фільтра підвищується при зменшенні R_H (збільшенні I_H), збільшенні індуктивності дроселя (L) і збільшенні частоти пульсації.

Індуктивність в якості першого елемента фільтра зумовлює хороші умови роботи діодів випрямляча і трансформатора.

Г- подібний LC- фільтр

Для згладжування пульсації Г-подібним LC- фільтром необхідно, щоб емнісний опір конденсатора для першої гармоніки пульсації був набагато

меншим опором навантаження, а опір навантаження значно менший ніж опір індуктивності дроселя

$$X_C = \frac{1}{m_n \omega_m C} \ll R_H \ll m_n \omega_m L = X_L.$$

При розрахунку фільтра зазвичай є достатнім забезпечення умов

$$X_L \geq (5 \div 10)R_H, X_C \leq \frac{R_H}{(5 \div 10)}$$

При виконанні цих умов і враховуючи, що активний опір дроселя r_L зазвичай не перевищує $(0,03-0,1)R_H$, коефіцієнт фільтрації буде визначатися відношенням:

$$K_{\Phi 1} = \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right| = \frac{m_n \omega_m L}{\frac{1}{m_n \omega_m C}} = (m_n \omega_m)^2 LC.$$

З даного відношення визначаємо добуток $LC = \frac{K_{\Phi 1}}{(m_n \omega_m)^2}$.

Якщо частоту мережі виразити як $f_M = \alpha 50$, то одержимо

$$LC = \frac{K_{\Phi 1}}{(m_n 2\pi \alpha 50)^2} = \frac{K_{\Phi 1}}{10^5 m_n^2 \alpha^2} = \frac{10 K_{\Phi 1}}{m_n^2 \alpha^2} \quad (\Gamma_H \cdot \text{мкФ}).$$

Для визначення L і C користуються відношеннями

$$\frac{1}{m_n \omega_m C} \leq \frac{R_H}{(5 \div 10)} \quad \text{або} \quad m_n \omega_m L \geq (5 \div 10)R_H,$$

з яких визначають L або C , а потім визначають інший елемент фільтра.

Індуктивно-ємнісний фільтр використовуються, коли опір навантаження складає десятки ÷ сотні ом.

Одним із основних умов вибору L і C є забезпечення індуктивної реакції фільтра, при якій зумовлює безперервний струм до ємності. Мінімальне значення індуктивності L , яка забезпечує безперервний струм, називається критичною індуктивністю, а мінімальне значення струму навантаження I_n , при якому струм в індуктивності безперервним, називається критичним струмом навантаження $I_{\text{нкр}}$.

Критичне значення індуктивності можна визначити з наступної нерівності: $I_{m1} \leq I_H$,

де I_{m1} - амплітудне значення першої гармоніки струму через індуктивність.

Враховуючи, що $m_n \omega_M L \gg \frac{1}{m_n \omega_M C}$, можна нехтувати опором конденсатора і записати, що $I_{m1} = \frac{U'_{m1}}{m_n \omega_M L} \leq \frac{U_d}{R_H}$.

З одержаного відношення визначаємо мінімальну індуктивність

$$L_{min} \geq \frac{U'_{m1} R_H}{m_n \omega_M U_d}$$

врахуванням, що $\frac{U'_{m1}}{U_d} = K'_{II1} = \frac{2}{m_{II}^2 - 1}$, $\omega_M = 2\pi f_M \alpha$ мінімальна

(критична) індуктивність фільтра визначиться як

$$L_{min} \geq \frac{2}{(m_{II}^2 - 1)} \frac{R_H}{m_{II} 2\pi 50 \alpha} = \frac{R_H}{157(m_{II}^2 - 1)m_{II} \alpha} \quad [Гн]$$

Якщо $m_{II}=2, f_M=50$ Гц, то $L_{min} [Гн] \geq R_H [кОм]$.

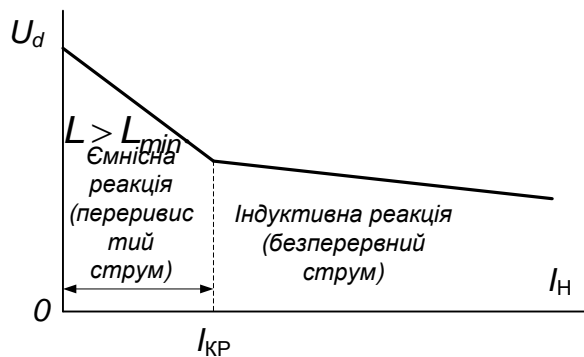


Рис. 17.9

Зазвичай вибирають

На рис.17.9 наведена зовнішня характеристика випрямляча з Г- подібним LC- фільтром.

Г-подібний RC- фільтр (рис. 17.10)

Г-подібний RC-фільтр використовується, коли $R_H >$ десятків кОм. При цьому має місце нерівність

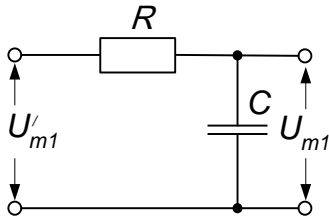


Рис. 17.10

$$\frac{1}{m_n \omega_m C} \leq \frac{R_H}{(5 \div 10)} \Rightarrow C \geq \frac{5 \div 10}{R_H m_n \omega_m}.$$

Коефіцієнт фільтрації визначається відношенням

$$K_{\Phi 1} = \left| \frac{Z_1}{Z_2} \right| = \sqrt{(m_n \omega_m CR)^2} = (m_n \omega_m) CR.$$

Звідки знаходимо добуток RC

$$CR = \frac{K_{\Phi 1}}{m_n \omega_m} = \frac{K_{\Phi 1}}{m_n 2\pi 50 \alpha} = \frac{K_{\Phi 1}}{314 m_n \alpha} [Ом \cdot \Phi] = \frac{3,2 K_{\Phi 1}}{m_n \alpha} [кОм \cdot мк\Phi].$$

При розрахунку RC- фільтра задаються втратами напруги на опорі R від 5 до 30%.

Значення опору фільтра R визначається з умови, що

$$R = \frac{U_d' - U_d}{I_H}, \quad \text{де} \quad \frac{U_d'}{U_d} = (1,05 \div 1,3).$$

RC- фільтри характеризуються:

- малими габаритами;
- малою масою;
- низькою вартістю.

Запитання для самоконтролю

1. Що таке випрямляч? Наведіть повну структурну схему випрямляча. Назвіть основні електричні параметри випрямляча.
2. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії двоопівперіодного однофазного випрямляча з нульовим виводом.
3. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії однофазного мостового випрямляча при роботі на активне навантаження.
4. Наведіть схему, часові діаграми напруг і струму та поясніть принцип дії однофазного мостового випрямляча при роботі на індуктивне навантаження.
5. Наведіть переваги і недоліки однофазних випрямлячів: з нульовим виводом і мостового.
6. Що характеризує коефіцієнт пульсації випрямленої напруги? Чому дорівнює коефіцієнт пульсації однофазних двотактних підсилювачів?
7. Що таке згладжувальний фільтр і для чого він потрібен? Які елементи використовуються для згладжувального фільтра і як вони вмикаються в схемі?
8. Зобразіть згладжувальний фільтр у вигляді Г- подібного кола і поясніть якими властивостями повинні володіти елементи фільтра.
9. Поясніть, як визначається коефіцієнт фільтрації індуктивного фільтра. При яких величинах опорів навантаження використовуються індуктивні фільтри?
10. Нарисуйте і поясніть навантажувальну характеристику випрямляча з Г- подібним загладжувальним LC - фільтром.

Лекція 18.

Однофазні керовані випрямлячі. Робота випрямлячів на активне та індуктивне навантаження

Керовані випрямлячі - це випрямлячі, які забезпечують регулювання випрямленої напруги на навантаженні у заданих межах. Такі випрямлячі будуються на тиристорах. На рис. 18.1 наведена схема однофазного двопівперіодного керованого випрямляча з нульовим виводом, а на рис.

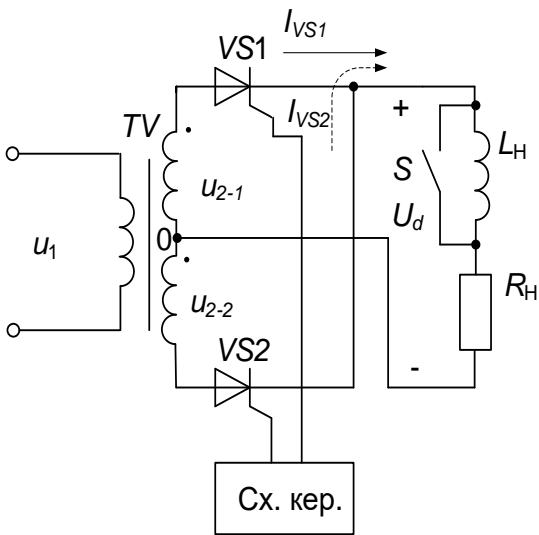


Рис. 18.1

18.3 – мостова схема (схема Греца). Схема керування формує імпульси керування тиристорами та їх зсув відносно точок природного відпирання вентилів. Точками природного відпирання відповідають моментам відпирання

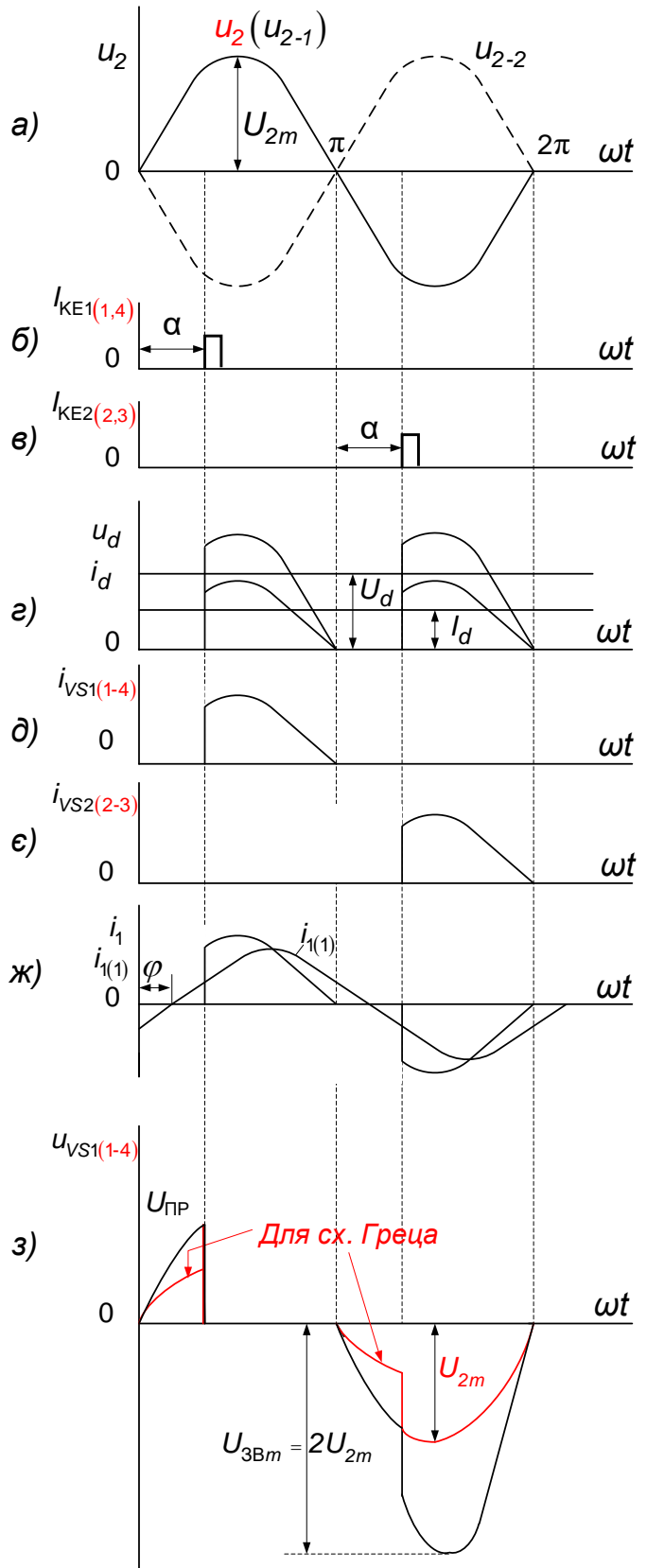


Рис.18.2

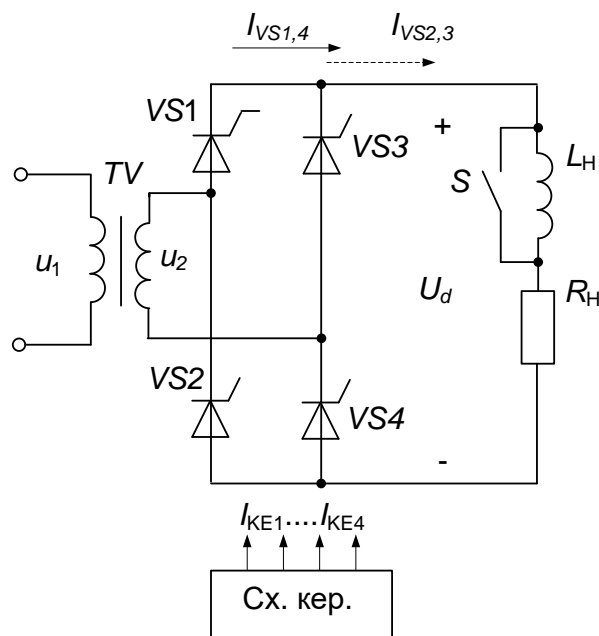


Рис. 18.3

споживача (рис. 18.2,з).

У момент подачі керівного імпульсу тиристор стрибком відкривається, з'єднуючи споживача з джерелом живлення.

Вимикається тиристор у результаті зменшення його анодного струму нижче струму утримання. Зі збільшенням кута керування α тривалість ввімкненого стану тиристора зменшується і відповідно зменшується середнє значення випрямленої напруги.

Таким чином, у керованому випрямлячеві зміна випрямленої напруги здійснюється не за рахунок зміни амплітуди змінної напруги, підведеної до споживача, а за рахунок тривалості ввімкнення споживача до мережі в кожному півперіоді змінної напруги живлення.

На рис. 18.2 наведені часові діаграми роботи схем з нульовим виводом і мостової на активне навантаження. В разі, якщо діаграми відрізняються, то для мостової схеми вони виділені кольором.

Керування тиристорами випрямлячів здійснюється малопотужною електронною системою імпульсно-фазового керування.

При розгляді схем на активне навантаження будемо рахувати, що $\alpha \neq 0$, $L_d = 0$ (ключ S замкнений), $r_{VDвідк} = 0$, $r_{VDзакр} = \infty$, $r_{mp} = 0$.

не керованих вентилів (діодів). В однофазних схемах точками природного відпирання ϵ : $0, \pi, 2\pi, 3\pi, \dots$

Часовий інтервал між моментом подачі імпульсу до керуючого електрода і точкою природного відпирання вентиля називається *кутом керування α* .

До моменту подачі керівного імпульсу тиристор закритий і напруга живлення не поступає до

Середнє значення випрямленої напруги становить:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin \omega t d\omega t = -\frac{U_{2m}}{\pi} (\cos \pi - \cos \alpha) = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \frac{1+\cos \alpha}{2} = U_{d0} \frac{1+\cos \alpha}{2}.$$

Діючі значення напруги на вторинній і первинній обмотках трансформатора

$$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U_{d0} = 1,11U_{d0}, \quad U_1 = \frac{1,11U_{d0}}{n},$$

де n - коефіцієнт трансформації трансформатора.

Кут керування, при якому випрямлена напруга дорівнює нулю, називається максимальним кутом керування α_m .

При активному навантаженні $\alpha_m = 180^\circ$.

Максимальна величина зворотної напруги на тиристорах дорівнює:

$$U_{3Bm} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2}U_2 = 3,14U_{d0}.$$

$$U_{3Bm} = U_{2m} = \sqrt{2}U_2 = 1,57U_{d0}. \text{ (для схеми Греца).}$$

Пряма напруга на тиристорах

$$U_{np} = U_{2m} \sin \omega t.$$

$$U_{np} = \frac{U_{2m}}{2} \sin \omega t \text{ (для сх. Греца).}$$

Середнє значення струму тиристорів:

$$I_{aVS} = \frac{Id}{2}.$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги:

$$K_{\pi 1} = \frac{2}{3} \sqrt{1 + 4(1 - \cos \alpha)}.$$

Фазовий зсув між напругою і першою гармонікою струму в первинній обмотці трансформатора

$$\varphi_1 = \frac{\alpha}{2}$$

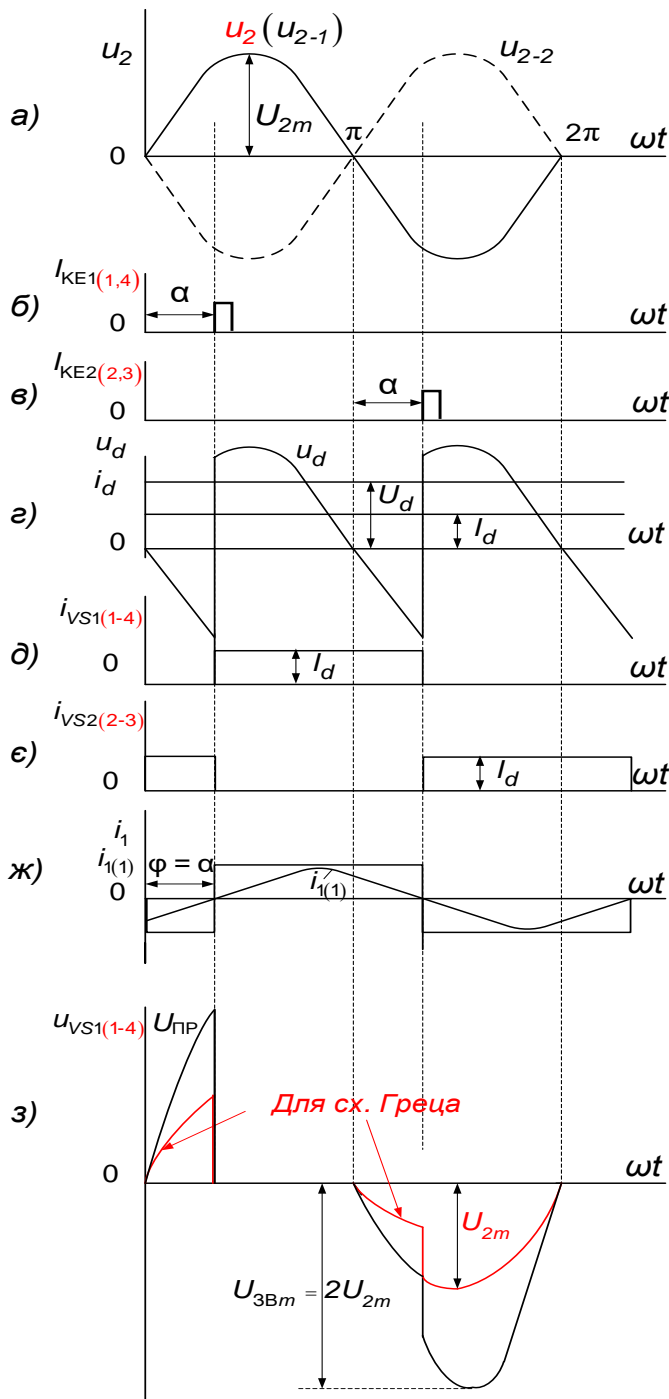


Рис. 18.4

Робота КВ на індуктивне навантаження

При роботі на індуктивне навантаження будемо рахувати, що в схемах на рис. 18.1 і 18.3 $\alpha \neq 0$, $L_d = \infty$ (ключ S розімкнений), $r_{VD\text{відк}} = 0$, $r_{VD\text{закр}} = \infty$, $r_{mp} = 0$.

Часові діаграми, що пояснюють роботу схем на індуктивне навантаження, наведені на рис. 18.4.

Середнє значення випрямленої напруги:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_{2m} \sin \omega t d\omega t =$$

$$U_{d0} \cos \alpha. \quad U_{d0} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 =$$

$$0,9 U_2.$$

Максимальний кут керування

$$\alpha_m = 90^\circ.$$

Середнє значення струму діодів:

$$I_{VS} = \frac{I_d}{2}.$$

Максимальна величина

зворотної напруги

$$U_{3Bm} = 2\sqrt{2} U_2 = 3,14 U_{d0}.$$

$$U_{3Bm} = \sqrt{2}U_2 = 1,57U_{d0} \text{ (для сх. Греца).}$$

Пряма напруга на тиристорах

$$U_{TP} = 2\sqrt{2}U_2 \sin\alpha.$$

$$U_{TP} = \sqrt{2}U_2 \sin\alpha. \text{ (для сх. Греца).}$$

Фазовий зсув між напругою і першою гармонікою струму в первинній обмотці трансформатора $\varphi_1 = \alpha$. Регульовальні характеристики при активному і індуктивному навантаженні наведені на рис. 18.5.

Зовнішня (навантажувальна) характеристика керованого випрямляча (рис. 18.6) залежить як від струму навантаження, так і від величини кута керування α .

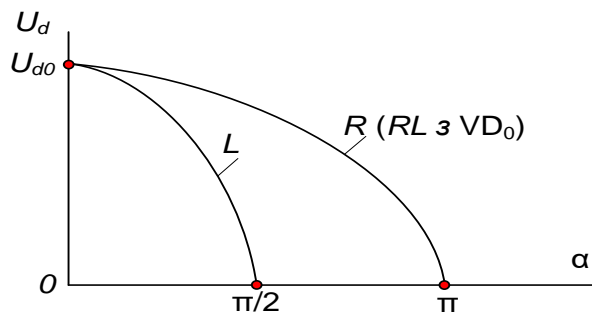


Рис. 18.5

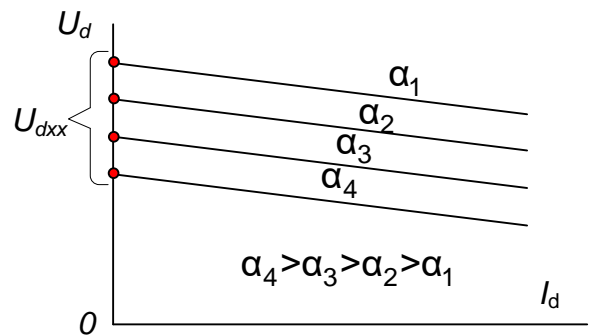


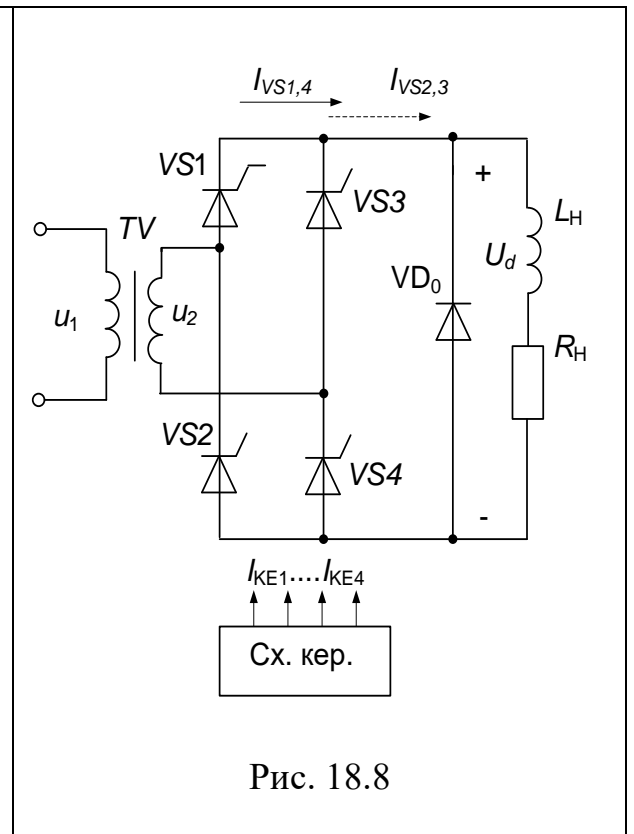
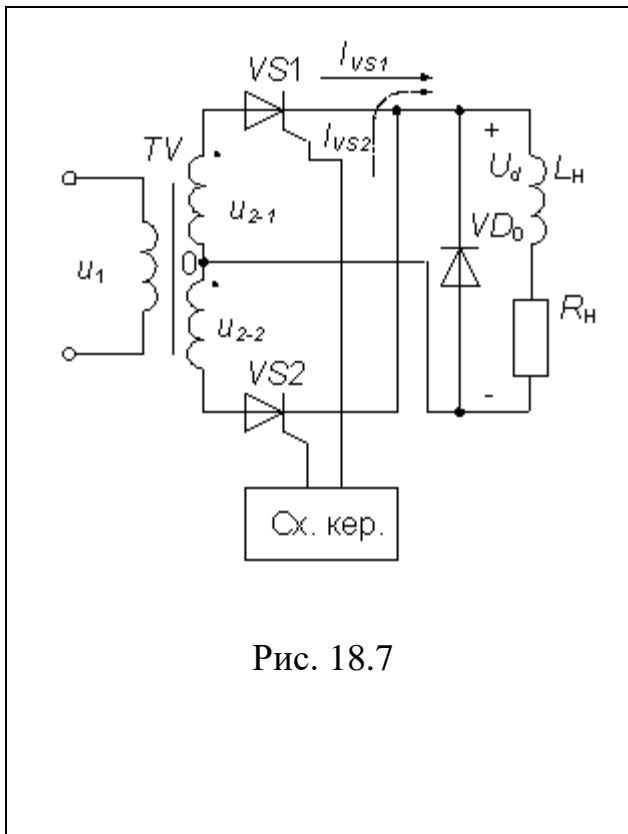
Рис. 18.6

$$U_d = U_{dxx} - I_d(r_{mp} + r_{vs}n + r_{dp}), \text{ де}$$

- $U_{dxx} = U_{d0} \frac{1+\cos\alpha}{2}$ - при активному навантаженні;
- $U_{dxx} = U_{d0} \cos\alpha$ - при індуктивному навантаженні;
- r_{mp}, r_{vs}, r_{dp} активні опори відповідно трансформатора, тиристора, дроселя;
- n - кількість одночасно відкритих тиристорів

Робота КВ на RL навантаження з нульовим діодом (VD_0)

Нульовий діод використовується при роботі випрямляча на індуктивне навантаження з метою зменшення споживання від мережі реактивної потужності і, відповідно, для покращення коефіцієнта потужності випрямляча $\cos\varphi_1$. Нульовий діод VD_0 шунтує навантаження (рис. 18.7, 18.8) і включається в ті моменти, коли напруга на навантаженні змінює знак з додатної на від'ємну.



На рис. 18.9 приведені часові діаграми, які пояснюють принцип дії схем

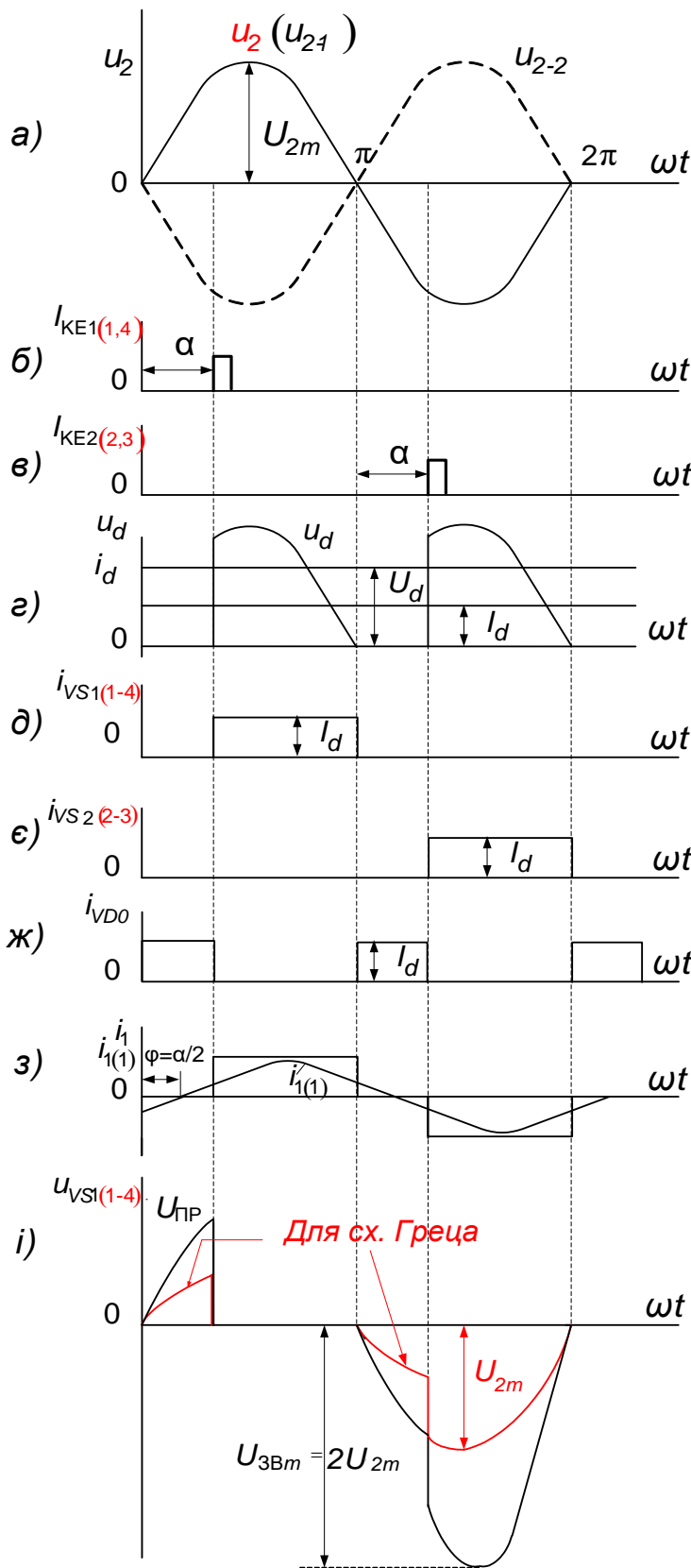


Рис. 18.9

за умови що $L_H = \infty$; $\alpha \neq 0$, а вентиля і трансформатори ідеальні ($r_{\text{тр}}=0$, $r_{\text{тр}}=0$, $L_{\text{тр}}=0$). На інтервалах α струм протікає через навантаження і діод VD_0 . Через те, що відкритий діод шунтує навантаження, то напруга на навантаженні на цих інтервалах (випрямлена напруга) буде дорівнювати нулю. В результаті перша гармоніка струму в первинній обмотці трансформатора виявляється зсунутою за фазою відносно напруги мережі на кут $\alpha/2$, тобто $\varphi_1 = \alpha/2$.

Середнє значення випрямленої напруги буде дорівнювати

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2}.$$

Середнє значення струму, що протікає через тиристор

$$I_{V\text{ср}} = \frac{I_d}{2} \cdot \frac{\pi - \alpha}{\pi}.$$

Діюче значення струму, що протікає через тиристори і вторинні обмотки трансформаторів

$$I_{VS} = \frac{I_d}{2} \cdot \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}.$$

Середнє значення струму нульового діоду

$$I_{VD_{0\text{сеп}}} = I_d \cdot \frac{\alpha}{\pi}.$$

Діюче значення струму нульового діоду

$$I_{VD_0} = I_d \cdot \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}}.$$

Максимальна зворотна напруга на тиристорах, як і в схемах без нульового діоду, буде дорівнювати:

$$U_{3Bm} = 2\sqrt{2}U_2 = 3,14U_{d0} - \text{для схеми з нульовим виводом};$$

$$U_{3Bm} = \sqrt{2}U_2 = 1,57U_{d0} - \text{для сх. Греца.}$$

Коефіцієнт пульсації

$$K_{П1} = \frac{2}{3} \cdot \sqrt{1 + 4(1 + \cos\alpha)}.$$

Максимальний кут керування

$$\alpha_{\text{макс}} = \pi.$$

18.2. Тема 6.3. Стабілізатори напруги

Призначення, класифікація і параметри стабілізаторів.

Параметричні і компенсаційні стабілізатори напруги

Нормальна робота більшості електронних пристроїв неможлива без стабілізації напруги живлення або струму навантаження в заданих межах. Функцію підтримки напруги (струму) в заданих межах виконують стабілізатори .

Стабілізатором напруги (струму) називається пристрій, який автоматично підтримує задане значення напруги (струму) на виході вторинного джерела живлення із заданим ступенем точності при дії різних дестабілізуючих факторів. Основними дестабілізуючими факторами є:

- коливання напруги мережі живлення U_M ;
- зміна опору навантаження R_H ;
- зміна температури T ;
- зміна частоти мережі f_M .

Застосування стабілізаторів диктується тим, що електронна апаратура може нормально функціонувати при нестабільності напруги живлення $0,1 \div 3\%$, а для окремих пристроїв, наприклад для підсилювачів постійного струму, нестабільність напруги живлення не повинна перевищувати $0,0001\%$.

Основні параметрами стабілізаторів

Основним параметром стабілізаторів є коефіцієнт стабілізації – відношення відносної зміни дестабілізуючого фактора до відносної зміни стабілізовуємої величини.

- коефіцієнт стабілізації напруги, який визначається формулою

$$k_{стU} = \frac{\frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}}}{\frac{\Delta U_{вих}}{U_{вих}}} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вих}} \cdot \lambda.$$

де $\Delta U_{вх}$, $\Delta U_{вих}$ - відхилення вхідної та вихідної напруг від їх номінальних значень;

- та коефіцієнт стабілізації струму

$$k_I = \frac{\frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх}}}{\frac{\Delta I_{вих}}{I_{вих}}},$$

де $\Delta U_{вх}$, $\Delta I_{вих}$ - відхилення вхідної напруги та вихідного струму навантаження від їх номінальних значень;

- вихідний опір $R_{icm} = -\frac{\Delta U_{вих}}{\Delta U_{ex}}$;
- коефіцієнт корисної дії $\eta = \frac{U_{вих} I_{вих}}{U_{ex} I_{ex}}$;
- температурний коефіцієнт напруги (ТКН) $TКН = \frac{\Delta U}{\Delta T} \left[\frac{mB}{0C} \right]$

Класифікація стабілізаторів

За способом стабілізації стабілізатори поділяються на параметричні та компенсаційні.

За способом регулювання: неперервної дії та імпульсні стабілізатори.

За родом стабілізуємої величини: стабілізатори напруги і стабілізатори струму.

За видом напруги: стабілізатори постійної напруги, стабілізатори змінної напруги.

У параметричних стабілізаторах застосовують елементи з нелінійною залежністю між струмом і напругою – стабілітрони, біполярні та польові транзистори, баретери. Робочою ділянкою вольт-амперної характеристики цих приладів є ділянка, де напруга мало залежить від струму або навпаки.

Сутність компенсаційного способу стабілізації полягає у тому, що вихідна напруга порівнюється з еталонною (зразковою) напругою, в результаті чого утворюється різниця цих напруг. Ця різниця, якщо потрібно, підсилюється і поступає на регулювальний елемент (РЕ) стабілізатора, який змінює свої параметри таким чином, що вихідна напруга залишається незмінною. Таким чином, компенсаційний стабілізатор представляє собою замкнену систему автоматичного регулювання.

У залежності від того, в якому режимі працює РЕ, стабілізатори поділяються на стабілізатори неперервної дії та імпульсні стабілізатори.

Якщо з еталонною напругою порівнюється величина пропорційна вихідній напрузі, то стабілізатор називається стабілізатором напруги, а якщо - пропорційна вихідному струму, то - стабілізаторами струму.

Параметричні стабілізатори

Параметричний стабілізатор напруги складається з напівпровідникового стабілітрона VD , ввімкненого послідовно з обмежувальним (баластним) опором R_B , рис. 18.10.

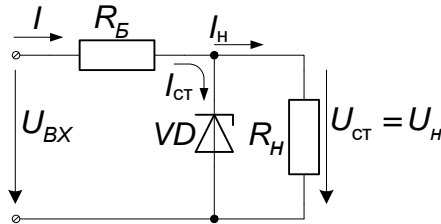


Рис. 18.10

Принцип дії параметричного стабілізатора можна зрозуміти, якщо виконати його графічний аналіз.

На рисунку рис. 18.11 зображена вольтамперна характеристика стабілітрона і обернена вольтамперна характеристика баластного резистора R_B (пряма 1), побудована за рівнянням $U_{BX} = U_{CT} + I_{CT} R_B$, складеним відповідно до

другого закону Кірхгофа за умови, що $R_H = \infty$.

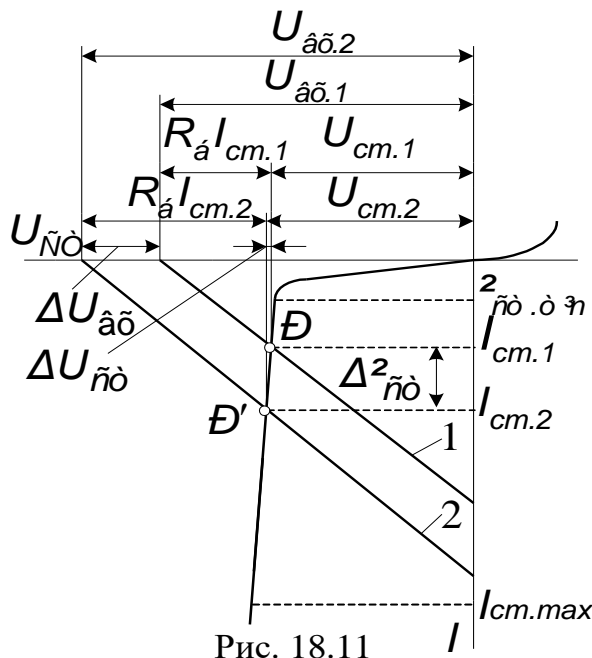


Рис. 18.11

Координатами точки перетину P вольт-амперних характеристик можна визначити напругу і струм стабілізації при номінальній напрузі на вході ((нехай це U_{CT1} і I_{CT1})).

Якщо вхідна напруга відхиляється від номінального значення, то для визначення нових значень напруги і струму стабілізації

необхідно вольт-амперну характеристику обмежувального резистора перемістити паралельно самій собі по вісі абсцис на ΔU_{BX} (пряма 2). Координатами точки перетину P' будуть визначати нові параметри стабілізації (U_{CT2} і I_{CT2}).

Як видно з рисунку, відхилення вхідної напруги від номінального значення призводить до відхилення напруги стабілізації, яке значно менше відхилення вхідної напруги. Це тому, що напруга на стабілітроні практично не змінюється.

Коефіцієнт стабілізації такого стабілізатора не перевищує 30..50. (Приріст $U_{вх}$ на величину $\Delta U_{вх}$ визве значну зміну струму через стабілітрон $\Delta I_{ст}$ і незначну зміну вихідної напруги $\Delta U_{вих}$ і струму $\Delta I_{н}$.)

Для динамічного режиму запишемо

$$\Delta I = \Delta I_{н} + \Delta I_{ст}; \quad (18.1)$$

$$\Delta U_{вх} = \Delta U_{вих} + \Delta I \cdot R_{Б}, \quad (18.2)$$

де $\Delta I_{н} = \frac{\Delta U_{вих}}{R_{н}};$

$$\Delta I_{ст} = \frac{\Delta U_{вих}}{r_{\partial}};$$

$$\Delta U_{ст} = \Delta U_{вих}.$$

Підставивши (18.1) в (18.2) одержимо:

$$\Delta U_{вх} = \Delta U_{вих} + \left(\frac{\Delta U_{вих}}{R_{н}} + \frac{\Delta U_{вих}}{r_{\partial}} \right) R_{Б} = \Delta U_{вих} \left(1 + \frac{R_{Б}}{R_{н}} + \frac{R_{Б}}{r_{\partial}} \right) \approx \Delta U_{вих} \frac{R_{Б}}{r_{\partial}}, \quad (18.3)$$

де враховано, що динамічний опір стабілітрона $r_{д}$ складає одиниці÷десятки ом; $R_{н}$ - десятки кілоом; $R_{Б}$ - декілька кілоом і відповідно

$$1 + \frac{R_{Б}}{R_{н}} \ll \frac{R_{Б}}{r_{д}}.$$

З (18.3) випливає, що $\frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вих}} \approx \frac{R_{Б}}{r_{д}}$.

Коефіцієнт стабілізації

$$K_{стU} = \frac{\Delta U_{вх}}{U_{вх ном}} : \frac{\Delta U_{вих}}{U_{вих ном}} = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вих}} \cdot \frac{U_{вих ном}}{U_{вх ном}} = \frac{R_{Б}}{r_{\partial}} \cdot \lambda.$$

Коефіцієнт стабілізації параметричного стабілізатора напруги на стабілітроні може досягати 30÷50.

Вихідний опір параметричного стабілізатора визначимо за умови, що $\Delta U_{вх}=0$

$$R_{\text{вих}} = \frac{R_{\Gamma} \cdot r_{\text{д}}}{R_{\Gamma} + r_{\text{д}}} \approx r_{\text{д}}.$$

Слід відмітити, що у режимі холостого ходу через стабілітрон протікає максимальний струм $I_{\text{ст,макс}}$. При збільшенні струму навантаження струм через стабілітрон зменшується.

Максимальний струм навантаження параметричного стабілізатора визначається різницею між максимальним і мінімальним струмами стабілітрона:

$$I_{\text{н,макс}} = I_{\text{ст,макс}} - I_{\text{ст,мін}}.$$

Величина баластного опору визначається

$$R_{\text{з}} = \frac{U_{\text{вх,мін}} - U_{\text{ст,макс}}}{I_{\text{н}} + I_{\text{ст,мін}}} = \frac{U_{\text{вх,мін}} - U_{\text{ст,макс}}}{I_{\text{ст,макс}}}.$$

Для збільшення коефіцієнта стабілізації необхідно:

- збільшувати величину опору R_{Γ} (підвищувати $U_{\text{вх}}$);
- використовувати стабілітрони з малим динамічним опором $r_{\text{д}}$;
- мати великий опір $R_{\text{н}}$ (збільшувати λ);
- працювати в точці близькій до $I_{\text{ст,мін}}$, що відповідає більшому

статичному опорі стабілітрона $R_{\text{стат}}$.

Для підвищення величини стабілізованої напруги використовують послідовне включення стабілітронів (рис. 18.12).

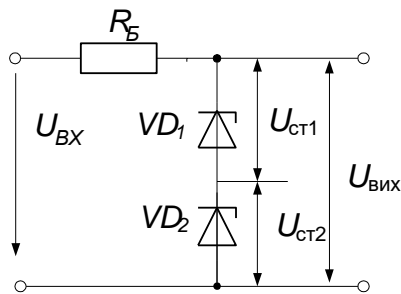


Рис. 18.12

При цьому вихідна напруга стабілізатора буде сумі напруг на окремих стабілітронах: $U_{\text{вих}} = U_{\text{ст1}} + U_{\text{ст2}}$.

Для температурної компенсації використовують прямо включені компенсуючі стабілітрони (рис.

18.13). Прямо включені стабілітрони $VD_{\text{комп}}$ мають від'ємний ТКС, а робочий VD – додатний, що забезпечує незмінність $U_{\text{вих}}$. Враховуючи, що ,

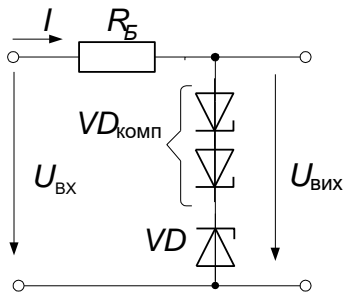


Рис. 18.13

ТКС прямо включених стабілітронів значно менша ніж зворотно включених, їх кількість повинна бути більшою (зазвичай 3-4).

Компенсаційний стабілізатор

Компенсаційний стабілізатор з безперервним регулюванням представляє собою систему автоматичного регулювання, в якій із заданою точністю підтримується напруга або струм на виході незалежно від зміни вхідної напруги, опору навантаження і параметрів схеми.

На рис.18.14 наведено структуру компенсаційного стабілізатора.

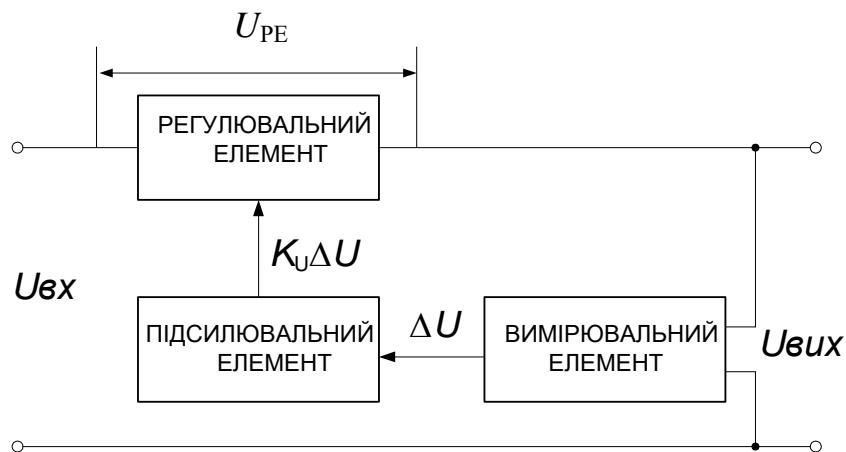


Рис. 18.14

Сутність компенсаційного способу стабілізації полягає у тому, що вихідна напруга, або її частина, порівнюється з еталонною (опорною) напругою. У результаті утворюється різниця цих напруг ΔU , яка підсилюється підсилювальним елементом і поступає до регулювального елемента. Останній змінює свої параметри таким чином, що вихідна напруга залишається незмінною.

Якщо з деяких причин (наприклад, через нестабільність вхідної напруги, або зміну опору навантаження) напруга на виході відхилилась від номінального значення, то на виході вимірювального елемента з'являється напруга, пропорційна різниці між вихідною та опорною напругою ΔU . Ця напруга підсилена підсилювальним елементом поступає до регулювального

елементу, який змінює свій опір під дією сигналу підсилювача. Зі зміною опору збільшується (або зменшується) спад напруги на регульовальному елементі до тих пір, поки вона не компенсує збільшення (або зменшення) вхідної напруги $U_{ВИХ}=U_{ВХ}-U_{РЕ}$.

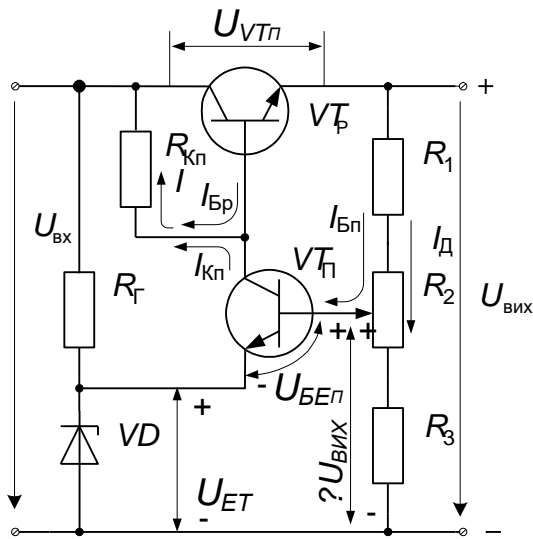


Рис. 18.15

На рис. 18.15 наведена принципова схема компенсаційного стабілізатора, побудованого на дискретних напівпровідникових елементах.

Еталонна напруга формується на стабілітроні VD , який разом із резистором R_T утворює параметричний стабілізатор напруги. Еталонна напруга і напруга, яка пропорційна вихідній напрузі стабілізатора $\sigma U_{ВИХ}$, порівнюється на емітерному $p-n$ -

переході транзистора $VT_{П}$ (ділянка транзистора база – емітер). Під дією цієї різниці напруг $\Delta U = U_{BEП} = \sigma U_{ВИХ} - U_{ЕТ}$ (σ – коефіцієнт ділення вихідного діляника) змінюється колекторний струм $I_{КП}$ транзистора $VT_{П}$ і, як наслідок, змінюється базовий струм $I_{БП}$ регульовального транзистора $VT_{Р}$. Якщо, наприклад, вихідна напруга, і відповідно $\sigma U_{ВИХ}$, прагне збільшитись, то це приведе до збільшення $U_{BEП}$ і струму $I_{КП}$. Збільшення струму $I_{КП}$ приведе до зменшення базового струму $I_{БП}$ регульовального транзистора $VT_{Р}$ і відповідно збільшення напруги між його колектором і емітером $U_{VТП}$. А так як $U_{ВИХ}=U_{ВХ}-U_{VТП}$, то це приведе до зменшення вихідної напруги, тобто її стабілізацію.

$$K_{CTU} = \frac{dU_{ВХ}}{dU_{ВИХ}} \cdot \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}} \cdot \lambda$$

Враховуючи, що $I_{БП} \ll I_{Д}$ і $I_{БП} \ll I_{КП}$, для статичного режиму запишемо рівняння:

$$U_{ЕТ} + U_{BEП} = \sigma U_{ВИХ}, \text{ або}$$

$$U_{BEП} = \sigma U_{ВИХ} - U_{ЕТ}.$$

Напруга на навантажувальному резисторі транзистора $VT_{П}$

$$U_{R_{кп}} = I \cdot R_{кп} = U_{ВХ} - U_{ВІХ} - I_H r_E.$$

Коефіцієнт підсилення підсилювача постійного струму

$$K_{U_{п}} = \frac{U_{R_{кп}}}{U_{БЕп}} = \frac{U_{ВХ} - U_{ВІХ} - I_H r_E}{\sigma U_{ВІХ} - U_{ЕТ}}.$$

З цього виразу визначимо $U_{ВІХ}$:

$$\begin{aligned} K_{U_{п}}(\sigma U_{ВІХ} - U_{ЕТ}) &= U_{ВХ} - U_{ВІХ} - I_H r_E \Rightarrow \\ U_{ВІХ}(\sigma K_{U_{п}} + 1) &= U_{ВХ} + U_{ЕТ} K_{U_{п}} - I_H r_E. \end{aligned}$$

Враховуючи, що $\sigma K_{U_{п}} \gg 1$, одержимо

$$U_{ВІХ} = \frac{U_{ВХ}}{\sigma K_{U_{п}}} + \frac{U_{ЕТ}}{\sigma} - \frac{I_H r_E}{\sigma K_{U_{п}}}$$

Продиференціюємо $U_{ВІХ}$ по $U_{ВХ}$

$$\begin{aligned} \frac{dU_{ВІХ}}{dU_{ВХ}} &= \frac{1}{\sigma K_{U_{п}}} \Rightarrow \frac{dU_{ВХ}}{dU_{ВІХ}} = \sigma K_{U_{п}} \\ K_{СТ_U} &= \sigma K_{U_{п}} \lambda \end{aligned}$$

Вихідний опір стабілізатора одержимо, якщо продиференціювати за I_H :

$$R_{ВІХ} = \frac{dU_{ВІХ}}{dI_H} = -\frac{r_E}{\sigma K_{U_{п}}}.$$

З урахуванням внутрішнього опору джерела вхідної напруги одержимо:

$$R_{ВІХ} = \frac{dU_{ВІХ}}{dI_H} = -\frac{r_B + r_E}{\sigma K_{U_{п}}}$$

Таким чином, чим більші $K_{U_{п}}$ і σ , тим більше коефіцієнт стабілізації і менше вихідний опір стабілізатора.

Розглянута схема стабілізатора дозволяє одержати $K_{СТ_U} \approx 10^2$ і $R_{ВІХ} \approx 0,1 \text{ Ом}$.

Позитивна якість компенсаційних стабілізаторів:

1. Високий коефіцієнт стабілізації $K_{СТ_U} \geq 1000$;
2. Малий вихідний опір $R_{ВІХ} = 10^{-3} \div 10^{-4} \text{ Ом}$;
3. Відсутність власних завад.

Недоліком лінійних компенсаційних стабілізаторів є низький к.к.д. (<50%).

Запитання для самоконтролю

6. Поясніть, що таке кут керування керованого випрямляча. Поясніть залежність випрямленої напруги від величини кута керування.
7. Нарисуйте схему і поясніть роботу однофазного керованого випрямляча з нульовим виводом на активне навантаження.
8. Нарисуйте схему і поясніть роботу однофазного мостового керованого випрямляча на активне навантаження.
9. Що таке максимальний кут керування і чому він дорівнює у керованого випрямляча з нульовим виводом при роботі на активне навантаження?
10. Нарисуйте схему і поясніть роботу керованого випрямляча з нульовим виводом при роботі на індуктивне навантаження.
11. Нарисуйте схему і поясніть роботу керованого випрямляча з нульовим виводом при роботі на індуктивне навантаження.
12. Нарисуйте схему і поясніть роботу мостового керованого випрямляча при роботі на індуктивне навантаження.
- 13.8. Чому дорівнює максимальний кут керування мостового керованого випрямляча при роботі на індуктивне навантаження.
14. Поясніть залежність зовнішньої характеристики від величини кута керування.
- 15.3 якою метою включають нульовий діод на виході керованого випрямляча, що працює на індуктивне навантаження?
16. Що таке стабілізатор напруги (струму)? Чому дорівнює коефіцієнт стабілізації за напругою?
17. Назвіть дестабілізуючі фактори, що впливають на величину випрямленої напруги.
18. Наведіть признаки по яких класифікують стабілізатори.
19. Як розраховується величина опору баластного резистора параметричного стабілізатора?

20. Наведіть схему і поясніть принцип дії параметричного стабілізатора напруги на напівпровідниковому стабілітроні.
21. Поясніть залежність коефіцієнта стабілізації параметричного стабілізатора від величини динамічного опору стабілітрона.
22. Наведіть структурну та електричну схеми однокаскадного компенсаційного стабілізатора напруги. Поясніть принцип її дії.
23. Поясніть причину залежності вихідної напруги параметричного стабілізатора від температури і як її можна зменшити.
24. Поясніть сутність компенсаційного способу стабілізації напруги.
25. Наведіть схему і поясніть принцип дії компенсаційного стабілізатора напруги.

Список літератури

1. Електроніка та мікросхемотехніка [Електронний ресурс]: навчальний посібник для студентів напряму підготовки 6.050702 «Електромеханіка» / А. А. Щерба, К. К. Побєдаш, В. А. Святненко: – Київ: НТУУ «КПІ», 2013.– 360с.
2. Режим доступу: <http://ela.kpi.ua/handle/123456789/3569>
3. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для студентів вищих навчальних закладів, що навчаються за напрямками “Електромеханіка” та “Електротехніка”: У 4-х т. /Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В. та ін. Т1. Елементна база електронних пристроїв. – К.: Обереги, 2000.
4. Електроніка і мікросхемотехніка: Підручник для студентів вищих навчальних закладів, що навчаються за напрямками “Електромеханіка” та “Електротехніка”: У 4-х т. /Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В. та ін. Т2. Аналогові та імпульсні пристрої. –Харків: Фоліо, 2002
5. Колонтаєвський Ю.П., Сосков А.Г. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум: Навч. посіб. 2-е вид. – К.: Каравела, 2004, - 432 с.
6. Електротехніка та електроніка. Теоретичні відомості, розрахунки та дослідження за підтримкою комп'ютерних технологій: Навч. посіб. /Щерба А.А., Рябенький В.М., Кучеренко М.Є. та ін. – К.: "Корнійчук", 2007, - 488 с. з іл.
7. Основи схемотехніки електронних систем: Підручник /В.І.Бойко, А.М.Гуржій, В.І.Жуйков та ін. – К.: Вища шк., 2004.