

7535 КП 8204

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ХАРЧОВИХ ТЕХНОЛОГІЙ

Б.М. Гончаренко

Електроніка та мікросхемотехніка

**КОНСПЕКТ
ЛЕКЦІЙ**

Київ НУХТ 2010

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ХАРЧОВИХ ТЕХНОЛОГІЙ**

Б.М. ГОНЧАРЕНКО

ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

Для студентів спец. 6.092501 - «Автоматизоване управління технологічними процесами» та 6.092502 – «Комп'ютерно-інтегровані технологічні процеси і виробництва» денної, заочної та скороченої форм навчання

СХВАЛЕНО
на засіданні кафедри
автоматизації
та комп'ютерно-інтегрованих
технологій
протокол №
від 2007 р.

КИЇВ НУХТ 2009

Б.М. Гончаренко «Електроніка та мікросхемотехніка»: Конспект лекції
Для студентів спец. 6.092501 — «Автоматизоване управління технологічним процесами» та 6.092502 — «Комп'ютерно-інтегровані технологічні процеси виробництва» денної, заочної та скороченої форм навчання. К.: НУХТ, 2010. — 162 с.

Укладач: **Гончаренко Б.М.**

Видання подається в авторській редакції

ВСТУП

Електроніка — галузь науки і техніки, що стосується фізичних явищ в електровакуумних та напівпровідникових приладах, включаючи їхні електричні характеристики і параметри, властивостей функційних схем та пристроїв (схемотехніки), що побудовані на цих приладах (підсилювачів, генераторів, випрямлячів, логічних елементів). Ці пристрої є складовими частинами складних електронних систем, наприклад електронних мікропроцесорних контролерів (регуляторів) та комп'ютерів.

Зародження електроніки готувалося всім ходом промислового виробництва кінця XIX — початку XX ст., коли основною енергією промисловості стала електрика. Створення електричних засобів вимірювання, контролю та керування зумовлювало подальший поступ, зростання продуктивності праці. Крім того, виникла потреба швидкої передачі на великі відстані різномірної інформації.

Витоком електроніки слід вважати винахід О.М. Лодигінін лампочки розжарювання (1872 р.), яка створила матеріальну базу розвитку електровакуумної техніки. Відкриття Т.А. Едісоном явища термоелектронної емісії (1883 р.), О.Г. Столетовим — фотоефекту (1888 р.) стало основою використання електронних явищ у техніці.

Вирішальним у розвитку електроніки став винахід О.С. Поповим радіо (1895 р.), Дж. А. Флемінгом — лампового детектора-діода (1904 р.) та Лі де Форестом — триода (1907 р.) як удосконалення лампи Флемінга. Триод здатний був генерувати та підсилити електричні коливання. З'ясувалося, що електронним вимірюванням доступні струми порядку 10^{-17} А, а напруги 10^{10} В.

Бурхливий розвиток радіоелектроніки, зокрема електровакуумної техніки припадає на початок XX ст. В 1920—30-х роках розвивалися радіозв'язок, телебачення, імпульсний багатоканальний зв'язок, радіолокація та вимірювальна техніка.

Можливість генерації та підсилення електроколиваний за допомогою напівпровідникових приладів показав О.В. Лосев (1922 р.), але на той час напівпровідникові прилади через недосконалість не були конкурентно-спроможними порівняно з електронними лампами.

Лише у 30-х роках минулого століття почалося систематичне дослідження напівпровідників під керівництвом академіка А.Ф. Іоффе. Було створено струнку теорію напівпровідників і з'ясовано можливості технічного застосування їх на основі діркової і домішкової провідностей на р-п-переході.

З 1930—40-х років в електронних пристроях почали застосовувати величезну кількість ламп. Складність апаратури зростала кожні п'ять років приблизно в 10 разів. Тоді і з'ясувалося, що електронна лампа має дуже обмежений термін роботи, значні габаритні розміри і масу і споживає значну енергію. Якщо пристрій мав, наприклад, 2000 ламп, то при гарантованому терміні кожної лампи 500 год він міг працювати лише 15 хв.

У кінці 1948 р. У. Браттейн, Дж. Бардін і У. Шоклі відкрили транзисторний ефект (що відмічено Нобелівською премією). З 1949 р. розроблено напівпровідникові транзистори (А.В. Красиков, С.Г. Надоян), що відкрило новий напрям в електроніці

завдяки таким перевагам їм, як малі габаритні розміри, маса та енергоспоживання, а головне — висока надійність. Застосування напівпровідників допомогло здійснити мініатюризацію пристроїв на основі плівкових та напівпровідникових інтегральних схем. Це дало змогу виділити у розвитку електроніки три основні етапи: 1) лампову електроніку; 2) напівпровідникову електроніку; 3) мікроелектроніку.

Перші інтегральні схеми створено в 1958 р. в США Д. Кілбі та Р. Ностсом і промислово випускаються з 1962 р.

Застосування мікросхем дає змогу ще підвищити надійність і швидкодію електронних пристроїв, знизити енергоспоживання. У разі розміщення в схемі 500 транзисторів можна створити наручний електронний годинник, а 2000 транзисторів — мікрокалькулятор.

Разючий прогрес в електроніці пов'язаний зі створенням великих інтегральних схем (ВІС), де кількість елементів досягає декількох сотень тисяч, а їхні мінімальні розміри — 2...3 мкм. Швидкодія сягає мільярдних часток секунди. На основі ВІС створено програмовані ВІС-мікропроцесори, які завдяки можливості програмування мають універсальний характер. Застосування мікропроцесорів дало можливість створити мікропроцесорні контролери та персональні комп'ютери, які набули нині значного поширення.

До 2000 р. створено електронні пристрої, що мають на порядок більший ступінь інтеграції, ніж великі інтегральні схеми. В них використана не технологічна інтеграція, як у ВІС, а фізична, яка реалізується завдяки атомарним, міжмолекулярним та іншим ефектам. Вона є основою так званої наноелектроніки, за розробку якої академік Жореса Алферова відзначено на початку нового століття Нобелівською премією.

ЛЕКЦІЯ 1 ЕЛЕКТРОПРОВІДНІСТЬ НАПІВПРОВІДНИКІВ

1.1. Фізичні основи електронних явищ

У нормальному стані атом електронейтральний, а кожній електронній оболонці відповідає свій енергетичний рівень. Одержання енергії переводить електрони на більш високий дозволений енергетичний рівень, а віддача енергії - на нижчий рівень з випромінюванням фотона, або кванта. Порції енергії точно визначені, з чим пов'язане поняття про дозволений та заборонений енергетичні рівні.

Електрон, що отримав додаткову енергію, стає гранично вільним. Атом, втрачаючи чи отримуючи електрони, стає, відповідно, позитивним або негативним іоном. Вільні електрони рухаються хаотично, а в разі наявності електричного поля — упорядковано, створюючи електричний струм.

1.2. Електропровідність твердого тіла

Кількість *вільних* електронів у речовині визначає її електропровідність, за значенням якої тверді тіла поділяють на провідники з провідністю від 10^4 до 10^3 См/м, напівпровідники — від 10^2 до 10^{-8} та діелектрики — до 10^{-12} См/м.

Енергетичні рівні електронів на енергетичній зонній діаграмі (рис. 1.1) створюють дозволений зони, які можуть розділятися забороненими зонами, значень енергії яких електрони не можуть мати за своєю фізичною природою.

Дозволені зони бувають заповненими, в яких при температурі абсолютного нуля всі енергетичні рівні зайняті електронами, і вільними, в яких за тих же умов електронів немає, але за інших вони можуть бути.

Верхню із завжди заповнених зон, найдалшу від ядра, називають валентною (ВЗ); верхній її межі (стелі) відповідає енергетичний рівень φ_v . Верхню, іноді вільну зону, відділену від неї забороненою, називають зоною провідності (ЗП). В ній електрони можуть з'являтися за відповідних умов, забезпечуючи електропровідність речовини. Нижній межі (дну) ЗП відповідає енергетичний рівень φ_c .

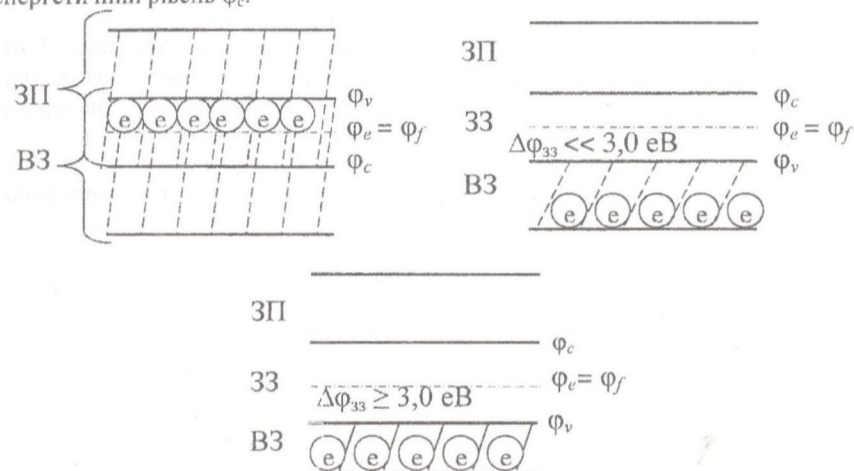


Рис. 1.1. Зонні енергетичні діаграми твердих тіл

Між ЗП і ВЗ може існувати заборонена зона (ЗЗ). Ширині цієї зони відповідає енергетична різниця $\Delta\varphi_{33} = \varphi_c - \varphi_v$, яку електронів треба здолати, щоб залишити валентну зону і потрапити в зону провідності.

Середині забороненої зони відповідає рівень енергії електростатичного потенціалу φ_e , який для провідників та ідеальних напівпровідників збігається з рівнем Фермі φ_f , тобто таким, ймовірність заповнення якого становить 0,5. На рис. 1.1 заповнені енергетичні зони заштриховані.

У провідників забороненої зони не існує, а зони провідності і валентна перекриваються, тому електрони за енергетичним рівнем одночасно перебувають в них обох без втрат енергії на подолання ЗП і забезпечують електропровідність провідників. У напівпровідниках ці зони розділені не дуже широкою забороненою зоною ($\Delta\varphi_{33} = 0,5 \dots 3,0$ eV) і електрони для переходу з валентної зони до зони провідності повинні отримати до рівня своєї енергії більш ніж на $\Delta\varphi_{33}$, щоб під дією зовнішніх факторів (тепло, світло) проявилась електропровідність напівпровідника. В діелектриках заборонена зона досить широка ($\Delta\varphi_{33} > 3$ eV) і для її переходу електронам треба отримати значну енергію. Електропровідність діелектриків стає помітною лише при температурі 400 ... 800 °C або в сильному електрополі, коли відбувається їх пробій.

1.3. Електропровідність напівпровідників (власна та домішкова)

До напівпровідників, що за низьких температур не проводять електричного струму, належать речовини з шириною забороненої зони $\Delta\phi_{зз} < 3$ eV. Для них характерне зменшення електричного опору із зростанням температури. Найбільш застосовуваними в напівпровідниковій техніці є чотиривалентні германій ($\Delta\phi_{зз} = 0,67$ eV) та силіцій ($\Delta\phi_{зз} = 1,1$ eV), речовини з регулярними кристалічними ґратками з кроком $0,25$ нм між атомами. Атоми поєднані ковалентними зв'язками, створеними попарним об'єднанням двох валентних електронів.

1.3.1. Власна провідність напівпровідників

Зовнішня орбіта атома силіцію в кристалічних ґратках виходить (рис. 1.2, а) заповненою і має до восьми електронів, тому при абсолютному нулі в зоні провідності немає вільних носіїв заряду (електронів) і напівпровідник є ізолятором, має заповненою лише валентну зону, а зона провідності є вільною (рис. 1.2, б).

При зовнішньому енергетичному діянні порушується ковалентний зв'язок у деяких атомів із створенням вільних електронів (рис. 1.3, а), які, одержавши більшу за ширину забороненої зони енергію, переходять із ВЗ в ЗП.

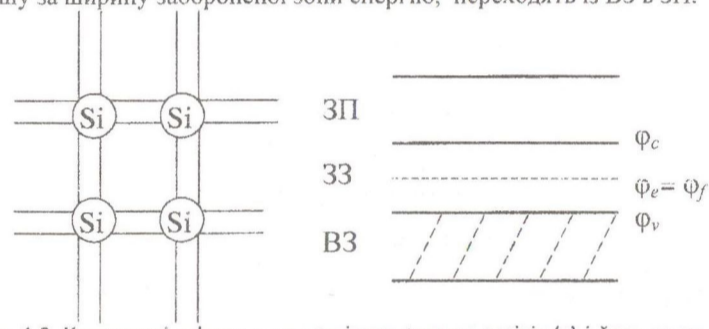


Рис. 1.2. Ковалентні зв'язки в кристалічних ґратках силіцію (а) і його зонна діаграма (б)

У разі переходу електрона $-e$ в зону провідності у валентній зоні виникає вільний енергетичний рівень $+e$, не заповнений електроном (рис. 1.3, б). Його називають *діркою провідності*.

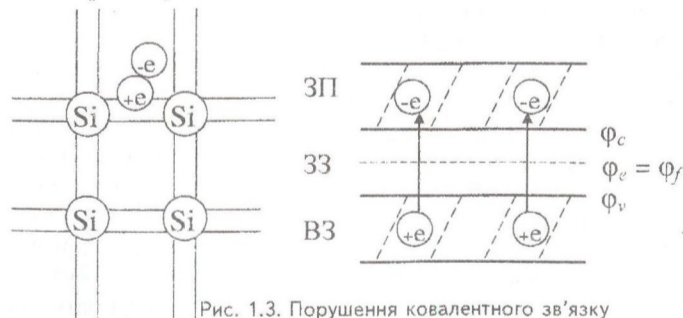


Рис. 1.3. Порушення ковалентного зв'язку

Процес утворення пар носіїв заряду (електронів у зоні провідності та дірок у валентній зоні) називають *термогенерацією* пари носіїв. Дірка з часом (що

визначає час її життя) може заповнюватися електроном, на місці залишеного зв'язку виникає нова дірка, отже, вона, рухаючись, переносить позитивний заряд. Після ряду переміщень дірка рекомбінує з одним із вільних електронів. Час життя та швидкість руху дірок і електронів різні. Інтенсивність генерації пари носіїв визначається температурою.

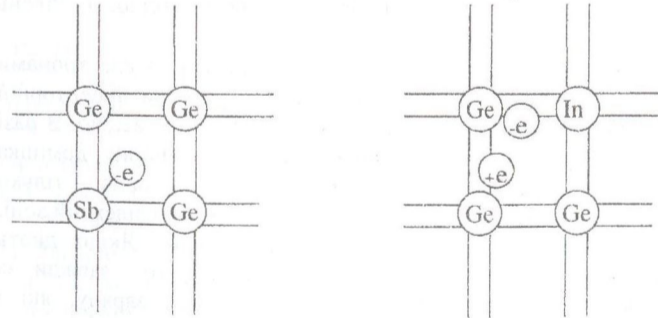
Внаслідок генерації носіїв електрони в зоні провідності переміщуються вільно, а дірки у валентній зоні – лише від атома до атома. Концентрація електронів і дірок у напівпровіднику визначає його електропровідність.

Електропровідність *бездомішкового (власного)* напівпровідника містить електронну (n) та діркову (p) складові, і її називають *власною провідністю*. При ній концентрація різновидних носіїв заряду ($n_i = p_i$) однакова. Власна провідність визначається однаковою кількістю електронів у зоні провідності та дірок у валентній зоні. Очевидно, що концентрація носіїв заряду у власному напівпровіднику, а отже, і його електропровідність, зростають з підвищенням температури і зменшуються з ростом ширини забороненої зони, яка більша у силіцію, ніж у германію.

Термогенерація пар носіїв заряду супроводжується їх рекомбінацією з виділенням енергії і відновленням порушених ковалентних зв'язків. Тому встановлюється рівноважна концентрація носіїв заряду, пропорційна температурі. З підвищенням температури електропровідність напівпровідника зростає, а не падає, як у металів. При власній провідності напівпровідника заборонена зона завжди залишається вільною.

1.3.2. Домішкова провідність напівпровідників

Внаслідок додавання до напівпровідника домішок у забороненій зоні розміщуються місцеві домішкові енергетичні зони (ДЗ). Залежно від типу домішки ці зони можуть розміщуватися в забороненій зоні як поблизу валентної зони, так і поблизу зони провідності. П'ятивалентні домішки (стибій, фосфор, арсен) дають надлишковий електрон відносно чотиривалентних силіцію або германію і тому є для них *донорами* електронів, а тривалентні (індій, галій, алюміній) поглинають електрон з ковалентних зв'язків і тому є для них *акцепторами* електронів та створюють додаткові дірки в напівпровіднику. Зонні діаграми тоді мають вигляд, показаний на рис. 1.4.



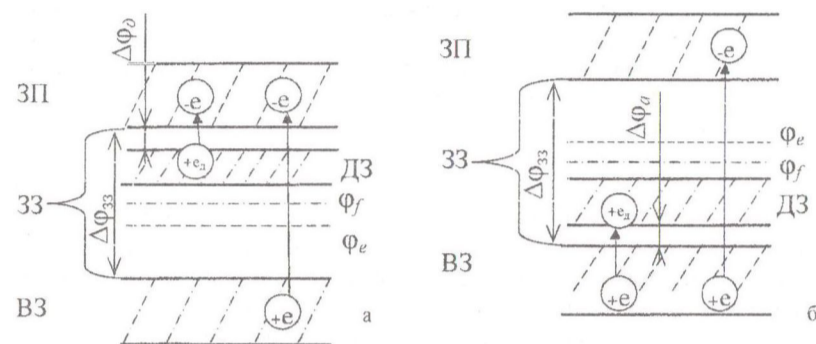


Рис. 1.4. Зонні діаграми напівпровідників з домішками:
а – донорною; б – акцепторною

Якщо домішка донорна (п'ятивалентна) (рис. 1.4. а), то ДЗ виникає поблизу зони провідності. Електрон домішки може переходити із ДЗ в ЗП з меншими енергетичними витратами (наприклад, $\Delta\phi_d = 0,0006$ еВ для стибію), ніж на подолання забороненої зони електроном напівпровідника (наприклад, $\Delta\phi_{33} = 0,67$ еВ для германію). При цьому в ЗП утворюється *електрон* провідності ($-e$), а в кристалічних ґратках — *нерухомий позитивний іон* домішки ($+e_d$) без виникнення у ВЗ рухливої дірки. Цей тип провідності називається *домішковим* і визначається наявністю електронів у зоні провідності. Одночасно і паралельно відбувається термогенерація пар носіїв заряду, як при власній провідності, з утворенням електронів в ЗП та дірок в ВЗ. Рівень Фермі ϕ_f в цьому разі зміщується до зони провідності.

Якщо домішка акцепторна (тривалентна), то домішкова зона виникає поблизу ВЗ (рис. 1.4. б). Домішка може захоплювати електрон із ВЗ, з затратою лише незначної енергії $\Delta\phi_a \ll \Delta\phi_{33}$ (напр., для індію $\Delta\phi_a = 0,012$ еВ), і переносити у незайняту домішкову зону з виникненням у ВЗ дірки ($+e$) провідності та негативного іона домішки ($-e_a$) в кристалічних ґратках без *переходу* електрона в ЗП. Цей тип провідності також називається *домішковим*, але визначається наявністю дірок у валентній зоні. При цьому *паралельно* також відбувається термогенерація пар носіїв, як при власній провідності. Рівень Фермі ϕ_f зміщений в цьому разі до валентної зони.

Домішкова електропровідність напівпровідника визначається електронами в ЗП або дірками у ВЗ завдяки іонізації атомів донорної чи акцепторної домішок. Домішкова провідність діє одночасно і паралельно з власною. В разі домішкової провідності крім нерухомих іонів домішок донорна домішка сприяє створенню лише електронів провідності в ЗП, а акцепторна – тільки дірок провідності у ВЗ, без створення парного носія заряду в протилежній зоні, як при власній провідності, коли генеруються пари носіїв. Якщо діють одночасно власна (пара носіїв) і домішкова провідності, то завжди за концентрацією переважають якісь одні (одного типу) носії заряду, які і називаються *основними*, а другі (з меншою концентрацією) – *неосновними*.

Тому домішкова провідність залежно від типу основних носіїв може бути електронною (*n*-типу) або дірковою (*p*-типу).

Оскільки енергія активації домішок низька, то навіть при кімнатній температурі (300 К) всі атоми домішки іонізовані і провідність напівпровідника є переважно домішковою. З підвищенням температури домішкова складова провідності залишається незмінною, а частка власної зростає і при високих температурах домішковий напівпровідник вироджується у власний. Для германію це відбувається приблизно при 75...85 °С, а для силіцію – при 150...170°С. При низьких температурах (–55°С...60°С) зменшується кількість іонізованих атомів домішки, а відтак і концентрація основних носіїв заряду, що також порушує роботу напівпровідникових приладів.

У домішкових напівпровідниках концентрація основних носіїв суттєво (на два – три порядки) перевищує концентрацію неосновних носіїв. Питома провідність домішкового напівпровідника зростає в сотні тисяч разів порівняно з чистим (ідеальним) напівпровідником з власною провідністю.

Якщо в прошарку кристала напівпровідника, наприклад, *n*-типу, створити якимось чином початкову концентрацію дірок $\Delta p(0)$, що перевищує рівноважну, то спад її з часом є експоненціальним із сталою часу τ_p – часом життя дірок.

Для діркового напівпровідника нерівноважна концентрація електронів $\Delta n(t)$ спадає аналогічно, але характеристичну сталу τ_n у цьому випадку називають часом життя електронів. Звичайні значення τ_n , τ_p лежать у межах 10^{-7} ... 10^{-8} с.

Відстань, на якій надлишкова концентрація носіїв заряду зменшується в e (основа натуральних логарифмів) разів, називають дифузійною довжиною L_n , L_p . На цю відстань носій може переміститися за час свого життя.

Контрольні запитання

(Гончаренко Б.М., Коновалов К.В., ЕМСТ, с. 8 - 18)

- 1.1. Поясніть фізичні основи електронних явищ.
- 1.2. Що таке енергетичний рівень електрона? Що таке енергетична зона?
- 1.3. Що відображає енергетична або зонна діаграма?
- 1.4. Чому енергетичні зони можуть називатися зоною провідності, зоною валентною або забороненою зоною? Чому вони можуть бути вільними або заповненими?
- 1.5. Які критерії поділу твердих тіл на провідники, напівпровідники і діелектрики (ізолятори)?
- 1.6. Який вигляд мають енергетичні зонні діаграми провідників, напівпровідників та ізоляторів?
- 1.7. Що таке ковалентний зв'язок атомів у кристалічних ґратках? Які елементи за валентністю використовують в напівпровідниках? Чому? Приведіть вигляд ковалентних зв'язків в кристалічних ґратках силіцію або германію.
- 1.8. Наведіть зонну діаграму ідеального напівпровідника при абсолютному нулі. Які зони вільні, а які заповнені?
- 1.9. Які причини порушення ковалентних зв'язків? Як називають порушення ковалентного зв'язку? Які його властивості?

- 1.10. Наведіть зонну діаграму ідеального напівпровідника при термогенерації носіїв заряду. Які зони вільні, які заповнені?
- 1.11. Які типи та властивості носіїв електричного заряду? Яке співвідношення часу їхнього життя та дифузійної довжини?
- 1.12. Чим зумовлена власна електропровідність напівпровідника? Що таке термогенерація та рекомбінація носіїв зарядів?
- 1.13. Як залежить власна електропровідність напівпровідника від температури?
- 1.14. Як співвідносяться концентрації носіїв різнотипних зарядів при власній електропровідності напівпровідника?
- 1.15. Якої валентності домішки використовують у напівпровідниках? Чому? Як їх використовують?
- 1.16. Який вигляд зонної діаграми напівпровідника з донорною домішкою?
- 1.17. Який вигляд зонної діаграми напівпровідника акцепторною домішкою?
- 1.18. Що таке основні та неосновні носії заряду?
- 1.19. Чим визначається тип напівпровідника і яким він може бути при домішковій провідності? Що таке електронна та діркова провідності напівпровідника?
- 1.20. Яке співвідношення між власною і домішковою провідностями напівпровідника?
- 1.21. Як співвідносяться концентрації носіїв при домішковій провідності напівпровідника?
- 1.22. Що таке дифузійна довжина і час життя носія заряду?

ЛЕКЦІЯ 2 P-N-ПЕРЕХІД У НАПІВПРОВІДНИКАХ

2.1. Створення *p-n*-переходу

Електронно-дірковий перехід, або *p-n*-перехід, створюється між двома ділянками домішкових напівпровідників з різними типами провідності при їх металургійному контакті. В кожній ділянці напівпровідника є основні носії з концентрацією p_p – в акцепторній або n_n – у донорній за рахунок домішок, є власні з концентрацією $n_i = p_i$ та неосновні носії з концентрацією p_n – в акцепторній або n_p – у донорній. Поширеними переходами є несиметричні *p-n*-структури з неоднаковою концентрацією основних носіїв у ділянках, але можуть бути і симетричні з однаковою. Умовно розподіл носіїв для несиметричної структури показано на рис. 2.1.

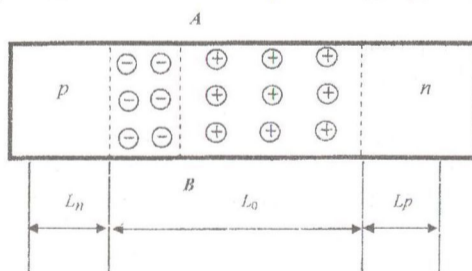


Рис. 2.1. *P-n*-структура напівпровідника

На межі AB ділянок напівпровідників p - та n -типів виникає градієнт концентрації C основних носіїв (рис 2.2).

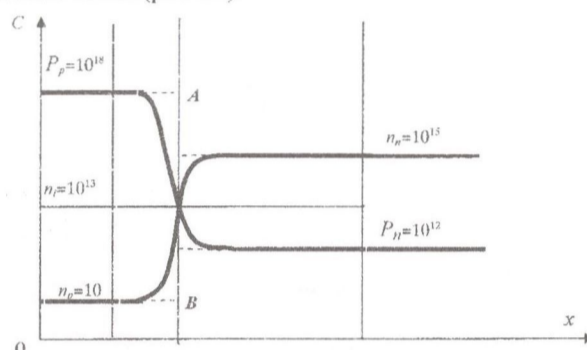


Рис 2.2. Розподіл концентрації носіїв заряду

А отже, в примезових ділянках відбувається дифузія цих носіїв у зустрічних напрямках у ділянку з меншою концентрацією, де в межовому прошарку вони рекомбінують. Внаслідок руху основних n_n і p_p носіїв обох ділянок створюється дифузійний струм густиною $J_{диф}$ через межу AB (рис. 2.3).

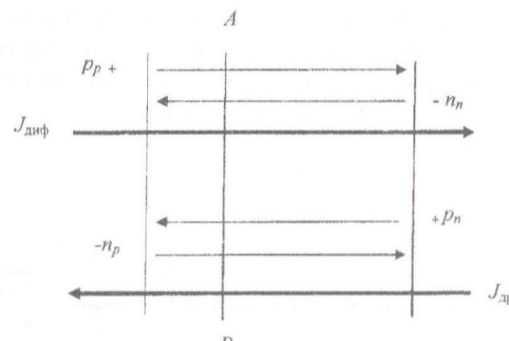


Рис.2.3. Складові струму у p - n -переході

Внаслідок рекомбінації основних носіїв та виходу їх з примезових ділянок з сумарною шириною L_0 (див. рис. 2.1) в них обох підвищується концентрація неосновних (нагадаємо: в p -ділянці – електронів, а в n -ділянці – дірок), а також у кристалічних ґратках оголюються нерухомі іони домішок, які є негативними в p -ділянці та позитивними в n -ділянці. Ці чинники сприяють утворенню некомпенсованих об'ємних зарядів q , які є негативними в p -ділянці та позитивними в n -ділянці.

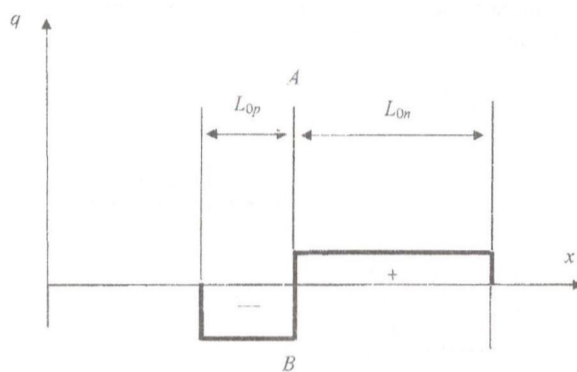


Рис.2.4. Об'ємний заряд у p - n -переході

Товщина шару об'ємних зарядів L_0 (рис.2.1.) залежить від концентрації домішок (або основних носіїв) в p - та n -ділянках. Від цього залежить симетричність $L_{0p} = L_{0n}$ чи несиметричність $L_{0p} \neq L_{0n}$ p - n -переходу. Від об'ємних зарядів виникає внутрішнє електричне поле, що спрямоване від n -ділянки до p -ділянки, при різниці потенціалів φ_0 . Це поле або потенціальний бар'єр φ_0 перешкоджає подальшій дифузії основних носіїв заряду, тобто є заірним для них ($E_{зап}$), але сприяє перенесенню (дрейфу) крізь межу AB неосновних носіїв, внаслідок чого виникає дрейфовий струм з густиною $J_{др}$. Криві $E(x)$ і $\varphi(x)$ показано на рис. 2.5.

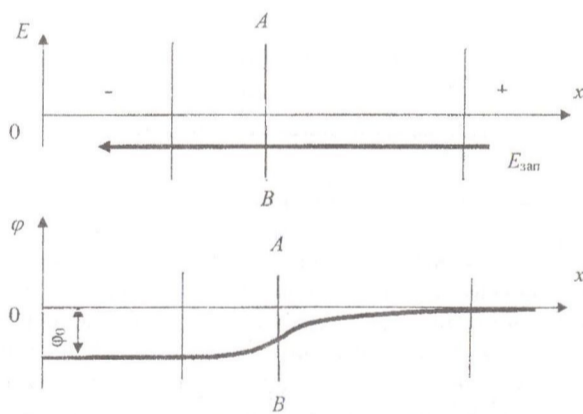


Рис.2.5. Електрополе та потенціал в p - n -переході

Дифузійний струм $I_{диф}$ основних носіїв врівноважується дрейфовим $I_{др}$ струмом неосновних носіїв з дифузійної довжини (див. рис. 2.1: L_n – для електронів p -ділянки та L_p – для дірок n -ділянки), при деякій контактній різниці потенціалів $\varphi_0 = \varphi_{ep} - \varphi_{en}$, тобто різниці електростатичних потенціалів φ_e в p - та n -ділянках (рис. 2.6). Результуючого струму через перехід немає, бо $I_{диф} = I_{др}$.

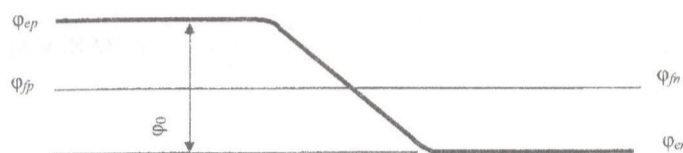


Рис.2.6. Контактна різниця потенціалів у $p-n$ -переході

Контактна різниця потенціалів залежить від співвідношення концентрацій носіїв заряду одного знака по обидва боки переходу.

При утворенні $p-n$ -переходу зони на енергетичній зонній діаграмі викривляються (зміщуються), а рівень Фермі $\Phi_{fp} = \Phi_{fn}$ залишається сталим.

$P-n$ -перехід має властивість бути закритим лише для тих основних носіїв, що мають енергію меншу від значення Φ_0 , але відкритим і прискорювальним для будь-яких неосновних носіїв. Отже, контактна різниця потенціалів Φ_0 створює потенціальний бар'єр переходові основних носіїв, у яких енергія менша за добуток заряду електрона e на різницю потенціалів Φ_0 і прискорює і переносить неосновні.

Опір переходу для основних носіїв великий, і це створює запірний прошарок, з'єднаний основними носіями. Ширина переходу $L_0 = L_{0p} + L_{0n}$ (див. рис. 2.1) обернено пропорційна концентрації основних носіїв p - та n -ділянок і звичайно має порядок від 0,01 до 1 мкм. Хоча $p-n$ -перехід прискорює і переносить неосновні носії, створюючи дрейфовий струм, це не зменшує його опору, бо їх концентрація незначна.

Замість напівпровідника з n -провідністю при створенні $p-n$ -переходу може бути використаний метал. Такий перехід називають у цьому разі *бар'єром* або *переходом Шотткі*.

2.2. Зміщення $p-n$ -переходу

Так називають вплив прикладеної зовнішньої електричної напруги $U_{зовн}$ – напруги зміщення – на властивості $p-n$ -переходу. Суттєвою є полярність прикладеної напруги зміщення.

Якщо при підключенні потенціальний бар'єр Φ_0 $p-n$ -переходу зменшується, то зміщення називають *прямим*, а якщо збільшується, то – *зворотним*.

Пряме зміщення виникає тоді, коли полярність $U_{зовн}$ збігається з типом ділянки $p-n$ -переходу. Напруженість $E_{пр}$ результуючого електричного поля в переході зменшується, тобто

$$E_{пр} = E_{зап} - U_{зовн} \quad (2.1)$$

Також зменшуються об'ємний заряд q , ширина L_0 запірного прошарку $p-n$ -переходу, а отже, і його опір, а також і результуючий потенціальний бар'єр $\Phi_{пр}$:

$$\Phi_{пр} = \Phi_0 - U_{зовн} \quad (2.2)$$

Густина дрейфового струму неосновних носіїв зменшується до $J_{др, пр}$ при менших q , $\Phi_{пр}$ та $E_{пр}$. За цих умов вже більша кількість основних носіїв має достатню енергію для подолання зниженого бар'єра $\Phi_{пр}$, внаслідок чого густина дифузійного струму зростає до $J_{диф, пр}$.

Якщо $J_{др} \neq J_{диф}$, то через прямозміщений $p-n$ -перехід потече різницевий струм з густиною $J_{пр}$ – *прямий*, що створюється *основними* носіями переходу:

$$J_{\text{пр}} = J_{\text{диф. пр}} - J_{\text{др. пр}} \quad (2.3)$$

Властивості прямозмщеного переходу ілюструє його ВАХ, а при різних температурах ($T_2 > T_1$) – сім'я ВАХ (рис. 2.7).

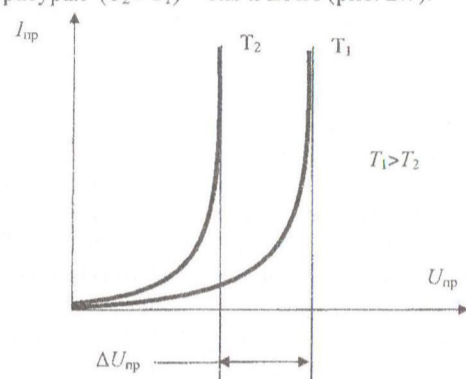


Рис.2.7. Сім'я вольт-амперних характеристик прямозмщеного $p-n$ -переходу

Сила струму $I_{\text{пр}}$ є добутком густини струму $J_{\text{пр}}$ через $p-n$ -перехід на його площу. Більше значення ϕ_0 в силіцієвих переходах при однакових значеннях $U_{\text{пр}}$ дає відносно менше зниження потенціального бар'єра, ніж в германієвих, що зумовлює менший прямий струм при однаковій площі $p-n$ -переходу (більший опір), а отже і більше падіння напруги $\Delta U_{\text{пр}}$ в силіцієвих переходах (0,8...1,2 В), ніж в германієвих (0,3...0,6 В).

У разі прямого зміщення дифузійні складові струму суттєво перевищують дрейфові складові. Струм через перехід $I_{\text{пр}}$ створюється за рахунок основних носіїв (дірок з p -ділянки в n -ділянку). Ділянку, що здійснює емісію дірок, називають *емітером*, а n -ділянку, що їх приймає, – *базою*. У разі прямого зміщення рівень Фермі ϕ_f на зонній діаграмі викривляється на величину $U_{\text{зовн. пр}}$, а загальне викривлення зон від створення $p-n$ -переходу зменшується. При $U_{\text{зовн. пр}} \geq 0.5$ В перехід може зникнути зовсім, а зонна діаграма випрямитися, але в цьому разі рівень Фермі ϕ_f залишається викривленим.

Зворотне зміщення виникає тоді, коли полярність $U_{\text{зовн}}$ не збігається з типом ділянки переходу. Напруженість результуючого поля в переході

$$E_{\text{зв}} = E_{\text{зап}} + U_{\text{зовн}} \quad (2.4)$$

зростає, як і ширина L_0 запірного прошарку $p-n$ -переходу, об'ємний заряд q та потенціальний бар'єр $\phi_{\text{зв}}$:

$$\phi_{\text{зв}} = \phi_0 + U_{\text{зовн}} \quad (2.5)$$

Густина дифузійного струму $J_{\text{диф. зв}}$, створюваного основними носіями, зменшується майже до нуля, тому що більший потенціальний бар'єр $\phi_{\text{зв}}$ зворотнозмщеного $p-n$ -переходу пропускає менше основних носіїв. Проте дрейфовий струм неосновних носіїв, які зворотнозмщений перехід притягує і переносить, зростає, хоч і незначно, бо їх концентрація невелика. Густина струму стає $J_{\text{др. зв}}$ і перевищує малу густину дифузійного струму $J_{\text{диф. зв}}$. Через

закритий для основних носіїв p - n -перехід устанавлюється зворотний результуючий різницевий струм, що зумовлений переносом неосновних носіїв

$$J_{зв} = J_{др.зв} - J_{диф.} \quad (2.6)$$

Від того, що концентрація неосновних носіїв, які створюють зворотний струм $J_{др.зв}$, суттєво менша, ніж основних, що створюють прямий струм густиною $J_{диф.пр.}$, то густина зворотного струму через p - n -перехід значно менша від прямого струму, тобто

$$J_{зв} \ll J_{пр.} \quad (2.7)$$

Це дає ефект *односторонньої провідності* p - n -переходу, так звані його *вентильні* властивості.

Увімкнення p - n -переходу при зворотному його зміщенні також називають зворотним. Властивості зворотнозмщеного p - n -переходу ілюструє зворотна гілка його вольт-амперної характеристики (рис. 2.8).

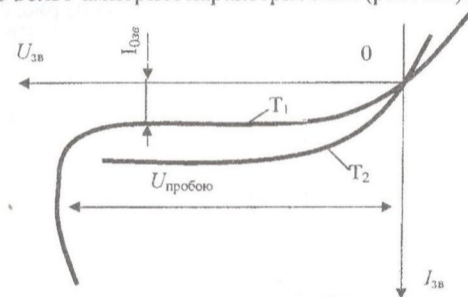


Рис 2.8. Вольт-амперна характеристика зворотнозмщеного p - n -переходу

Оскільки ширина забороненої зони у силіцію більша, ніж у германію (1,12 eV і 0,67 eV відповідно), то сила зворотного струму силіцієвих переходів на декілька порядків менша, ніж германієвих, і вони допускають більшу робочу температуру. Те саме стосується і допустимих зворотних напруг (2500...3500 В для силіцієвих переходів проти (500 ... 600 В для германієвих).

При зворотному зміщенні рівень Фермі ϕ_f викривляється в інший бік, ніж при прямому, на значення напруги $U_{звн.зв}$ і загальне викривлення зон збільшується відносно незміщеного стану p - n -перехода. При достатньому значенні $U_{звн.зв}$ у зворотнозмщеному переході всі носії (основні та неосновні) можуть розмножитися лавинподібно, отримати достатню для подолання потенціального бар'єра $\phi_{зв}$ енергію і подолати перехід. Це називають *пробоем* p - n -переходу.

Прохід основних носіїв крізь відкритий p - n -перехід при $I_{пр}$ називають *інжекцією*, а неосновних крізь закритий перехід при $I_{зв}$ – *екстракцією*.

Зміщення p - n -переходів на базі металу (переходів Шотткі) відбувається швидше, ніж на базі власне напівпровідників, а тому швидше відбувається і перемикання їх з одного стану в інший (із закритого у відкритий і навпаки).

Аналітичний вираз вольт-амперної характеристики переходу

$$I = I_{0зв} (\exp(U / \phi_t) - 1) = I_{0зв} (\exp(40U) - 1), \quad (2.8)$$

де $I_{0зв}$ — сила зворотного струму насичення; ϕ_T — тепловий потенціал напівпровідника; U — напруга, що прикладена до переходу.

Якщо взяти до уваги, що енергія термодинамічних процесів визначається як $W = kT$, де $k = 1.37 \cdot 10^{-23}$ Дж / К — стала Больцмана, а електричних як $W = e\phi_T$, де e — заряд електрона, то з рівності $kT = e\phi_T$ маємо $\phi_T = kT/e = T/11600$, а при $T = 293\text{K} = 13^\circ\text{C}$ (майже кімнатна температура) маємо $\phi_T = 0,025$ В, отже степінь експоненти у виразі (2.8) дорівнює 40.

При прямому зміщенні, коли $U = U_{пр}$, вираз (2.8) має вигляд

$$I_{пр} = I_{0зв} (\exp(40 U_{пр}) - 1), \quad (2.9)$$

при зворотному, коли $U = -U_{зв}$, а виразом $\exp(-40 U_{зв}) \ll 1$ знехтуємо,

$$I_{зв} = -I_{0зв}, \quad (2.10)$$

Загальна вольт-амперна характеристика $p-n$ -переходу, що враховує пряме та зворотне зміщення, має вигляд, як на рис. 2.9, а, а ідеалізована — як на рис. 2.9, б.

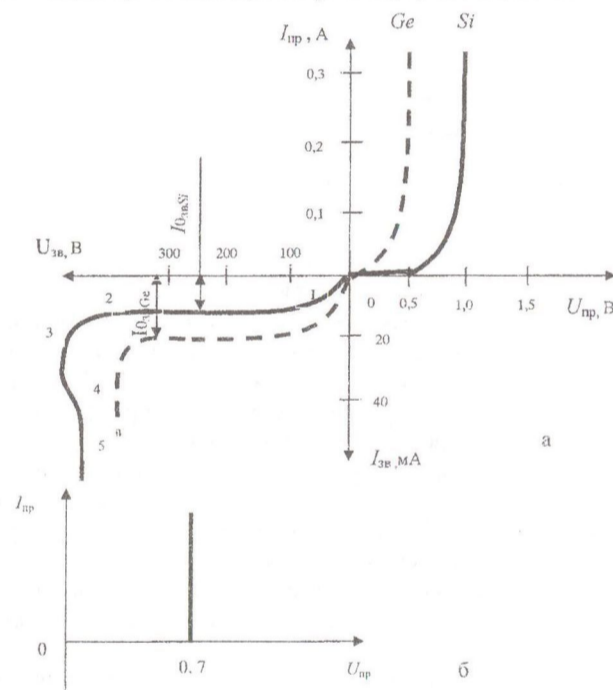



Рис.2.9. Вольт-амперна характеристика $p-n$ -переходу

З наявністю в $p-n$ -переході об'ємного заряду та носіїв заряду пов'язано поняття *електричної ємності переходу*. Ця ємність складається з так званих бар'єрної та дифузійної ємностей.

Бар'єрна (або зарядна) *ємність* $p-n$ -переходу залежить від зосередження по обидва боки переходу p - та n -об'ємних зарядів при зворотному зміщенні переходу.

Дифузійна сміст p - n -переходу пов'язана із зміненням сумарного незрівноваженого заряду носіїв (електронів та дірок) за рахунок дифузії їх при прямому зміщенні переходу. Графічне зображення електронного напівпровідникового діода на базі p - n -переходу має вигляд .

2.3. Пробій p - n -переходу

Розрізняють три види пробою – різкого зменшення опору p - n -переходу при зворотній напрузі: тунельний, лавинний та тепловий. Перші два залежать від перевищення напруженості поля в переході, а тепловий – від розсіюваної в переході потужності.

При *тунельному пробі* прикладання зворотної напруги до високолегованого напівпровідника з вузьким p - n -переходом викривляє його зонну діаграму так, що рівень енергії φ_v електронів валентної зони p -ділянки стає вищим від дна φ_c зони провідності n -ділянки і вони без одержання сторонньої енергії проходять крізь перехід (рис. 2.10). Тунельний пробій оборотний, і після зняття $U_{зв}$ властивості p - n -переходу відновлюються.

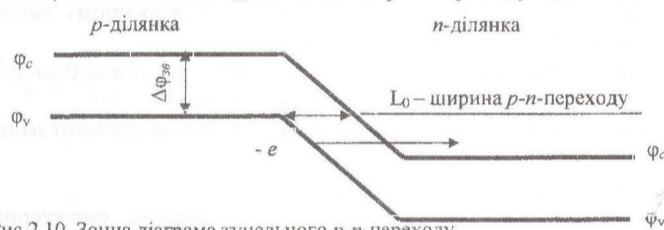


Рис.2.10. Зонна діаграма тунельного p - n -переходу

Основою *лавинного пробою*, що відбувається в низьколегованих напівпровідниках, є розмноження носіїв у сильному електрополі в межах широкого p - n -переходу, внаслідок ударної іонізації атомів напівпровідника швидкими носіями заряду. Наприклад, при $U_{зв} = 5$ В та $L_0 = 1$ мкм маємо напруженість електрополя в переході $E_{зв} = 50$ кВ/см. Зворотний струм зростає, а при лавині носіїв стабілізується (майже вертикальна ділянка 3 – 4 на рис. 2.9, а). Лавинному пробію передують *польовий (зенерівський) пробій*. Лавинний пробій оборотний, використовується в силіциєвих стабілітронах.

Основою *теплого пробою* є розігрівання окремих ділянок переходу при проходженні зворотного струму від попереднього тунельного або лавинного пробою. Струм різко зростає і сприяє його подальшому розігріванню. Процес закінчується розплавленням ділянки переходу і безповоротним виходом його з ладу.

Пробоям запобігають, обмежуючи допустиму зворотну напругу на переході або посилено відводячи теплоту.

Контрольні запитання

(І.Гончаренко Б.М., Коновалов К.В., с. 20 - 31)

- 2.1. Які умови потрібні для створення p - n -переходу?
- 2.2. Яким є розподіл носіїв на межах ділянок напівпровідника з різними типами провідності? Що таке градієнт концентрації носіїв?

- 2.3. Як виникає і за рахунок яких носіїв відбувається дифузія в $p-n$ -переході?
- 2.4. Що спричинює дифузія носіїв в $p-n$ -переході?
- 2.5. Як створюється некомпенсований об'ємний заряд у $p-n$ -переході?
- 2.6. Як виникає і за рахунок яких носіїв відбувається дрейф у $p-n$ -переході?
- 2.7. Яке співвідношення дифузійного та дрейфового струмів у $p-n$ -переході?
- 2.8. Що таке контактна різниця потенціалів? Чому дорівнює і внаслідок чого виникає?
- 2.9. Як створюється та які властивості має $p-n$ -перехід?
- 2.10. Від чого залежить опір $p-n$ -переходу? Чи він однаковий для різномісних носіїв заряду?
- 2.11. Чи потрібно для створення $p-n$ -переходу прикладати зовнішню напругу?
- 2.12. Що таке зміщення $p-n$ -переходу? Які види зміщення $p-n$ -переходу можуть бути? Залежно від чого?
- 2.13. Як змінюються властивості $p-n$ -переходу при прямому зміщенні? Чи велике значення має пряма напруга для відкриття $p-n$ -переходу?
- 2.14. Які складові має прямий струм $p-n$ -переходу?
- 2.15. Який вигляд має вольт-амперна характеристика прямого зміщення?
- 2.16. Як змінюються властивості $p-n$ -переходу при зворотному зміщенні? Які складові має зворотний струм $p-n$ -переходу?
- 2.17. Чим зумовлюється одностороння провідність $p-n$ -переходу? Як співвідносяться прямий та зворотний струми $p-n$ -переходу?
- 2.18. Який вигляд має вольт-амперна характеристика зворотного зміщення $p-n$ -переходу? Чому?
- 2.19. Чим визначається ширина $p-n$ -переходу?
- 2.20. Який вид та аналітичний вираз має вольт-амперна характеристика $p-n$ -переходу? Як відображається одностороння провідність?
- 2.21. Чим зумовлена і які види має електрична ємність $p-n$ -переходу? Яка складова ємності більша: бар'єрна чи дифузійна? При якому зміщенні вони проявляються?
- 2.22. Що таке пробій $p-n$ -переходу і які види пробою бувають?
- 2.23. За яких умов виникає тунельний пробій $p-n$ -переходу? Що є його основою?
- 2.24. За яких умов виникає лавинний пробій $p-n$ -переходу? В чому його суть?
- 2.25. За яких умов виникає тепловий пробій $p-n$ -переходу? Чи має він зворотний характер?
- 2.26. Чи виникає пробій $p-n$ -переходу або напівпровідникового діода при прямому зміщенні?

ЛЕКЦІЯ 3 БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

Біполярними транзисторами (БТ) називають напівпровідникові тріоди — прилади з двома $p-n$ -переходами, що взаємодіють, і в яких використовуювані носії змінюють свій тип (з основного на неосновний) при проходженні струму по різним ділянкам транзистора.

3.1. Принцип дії біполярного транзистора

БТ створюється двома $p-n$ -переходами між трьома ділянками напівпровідника. Залежно від чергування типу провідності ділянок вони можуть бути двох видів: $p-n-p$ і $n-p-n$ (рис. 3.1). Дія БТ обох видів однакова, різниця лише у використаному типі основних носіїв заряду та в потрібній полярності прикладеної напруги. Платівка напівпровідника n - (рис. 3.1,в) або p -типу є основою (базою – Б на рисунку), у яку в разі вплавлення дифундує домішка (акцепторна для n -типу основи, донорна – для p -типу). При цьому виникають два зовнішні шари (Е та К на рисунку) іншого типу провідності, ніж основа. Їх називають один *емітером*, другий *колектором*, а створені між ними та базою $p-n$ - переходи – *емітерним* та *колекторним*.

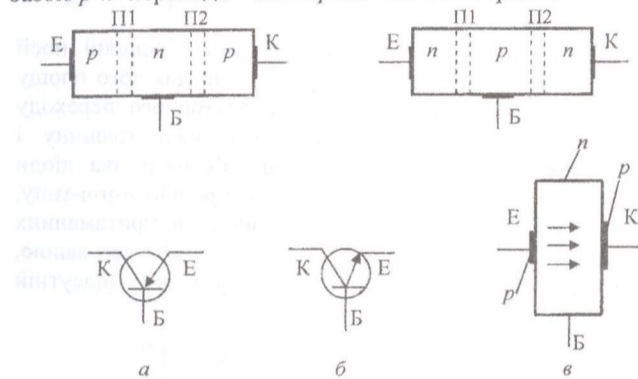


Рис. 3.1. Структури та позначення біполярних транзисторів на схемах

БТ $p-n-p$ -типу ширше застосовуються у вигляді дискретних – (кожен в окремому корпусі) транзисторів, а $n-p-n$ -типу – у вигляді з'єднань у безкорпусному виконанні в складі інтегральних мікросхем (ІМС). У мікросхемах БТ $p-n-p$ типу самостійно майже не використовуються через технологічні труднощі інтегральної технології. Вона допускає поєднання в одній мікросхемі різнотипних $p-n-p$ та $n-p-n$ БТ. Тоді транзистори і сама технологія називаються *компліментарними*.

Дія БТ ґрунтується на взаємодії емітерного та колекторного $p-n$ -переходів при проходженні крізь них струму. Значний струм основних носіїв (колекторний), що проходить транзитом крізь обидва переходи, з яких один може бути зміщений прямо, а другий зворотно, керується малим струмом (базовим), що проходить лише крізь емітерний прямозміщений перехід. Найчастіше конструктивно БТ виготовляють за схемою, що наведена на рис. 3.2. Проміжна ділянка з виводом Б називається *базою*, вона дуже мало насичена домішками, має найменшу концентрацію носіїв p_B (або n_B), і розділяє інші ділянки. Одна крайня ділянка з виводом Е має найменшу площу, найбільше легована домішкою з концентрацією n_1 і називається *емітером*. Друга крайня ділянка з виводом К має найбільшу площу, середню концентрацію домішок n_2 (менше легована домішками ($n_2 < n_1$)) і називається *колектором*. Базу роблять

дуже тонкою (< 1 мкм), меншою за дифузійну довжину носіїв ($L_{n,p} = 5...10$ мкм) і на 2...3 порядки менш легованою, ніж навіть колектор: $p_B \ll n_2 < n_1$.

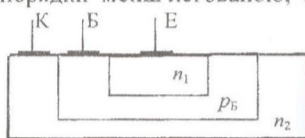


Рис. 3.2. Конструктивна схема біполярного транзистора

Переходи емітерний (ЕП) та колекторний (КП) у БТ розташовані так близько, що вони взаємодіють.

Струми через переходи називають: емітерним I_E – через ЕП, колекторним I_K – через КП, базовим I_B – струм через базовий вивід.

Функція емітерного переходу – інжектувати (емітувати) основні носії заряду емітера в базу, колекторного переходу – збирати носії (для чого площу колектора роблять більшою), бази – пропускати до колекторного переходу потік носіїв з найменшими змінами, тому база має малу товщину і концентрацію носіїв, до колекторного переходу. Якщо з'єднати два діоди (рис.3.3) так, щоб фізично змодельовати структуру БТ $p-n-p$ - або $n-p-n$ -типу, тобто два $p-n$ -переходи, то така структура не має властивостей, притаманних БТ, оскільки база в такому з'єднанні не виходить тонкою, з сильно легованою, спроможна дуже змінювати потік носіїв крізь себе і тому в ній відсутній транзисторний ефект, про який мова буде нижче.



Рис. 3.3. З'єднання діодів для моделювання біполярного транзистора

У транзисторах $n-p-n$ -типу функції всіх прошарків напівпровідника та їхні назви такі самі, як і у $p-n-p$ -типу, змінюється лише полярність прикладеної напруги. Робота транзистора починається з появою напруги на його $p-n$ -переходах, тобто при їх змищенні. Залежно від напрямку змищення переходів розрізняють такі режими роботи БТ: *нормальний* (КП закритий, тобто змищений зворотно, ЕП відкритий – змищений прямо); *інверсний* (КП відкритий, ЕП закритий); *насичення* (обидва переходи відкриті); *відсікання* (обидва переходи закриті).

У нормальному режимі ввімкнення БТ перехід П1 (ЕП) змищено прямо, перехід П2 (КП) – зворотно, і мало було б бути, що емітерний струм I_E , як прямий струм $I_{пр}$ емітерного переходу, був би більшим, ніж колекторний струм I_K , як зворотний струм $I_{зв}$ колекторного переходу. Таке було б справедливим при відсутності транзисторного ефекту. Щоб його отримати, треба при тонкій базі встановити більшу за модулем зворотну напругу на колекторному переході, ніж пряму на емітерному, тобто $|U_{Е пр}| \ll |U_{К зв}|$. Внаслідок транзисторного ефекту емітерний струм майже дорівнює створеному ним колекторному струму, тобто $I_K \approx I_E$ і струм бази йде до нуля $I_B \rightarrow 0$, а не замикається через базу, маючи деяку величину I_B , коли було б $I_B \approx I_E$, а $I_K \rightarrow 0$.

Якщо при зворотно зміщеному КП ($U_{Кзв}$) змістити прямо ЕП ($U_{Епр}$) (рис. 3.4), то через нього піде прями́й струм перенесення основних носіїв емітера (дірок – у транзисторі типу $p-n-p$, електронів – у $n-p-n$ -типу) та бази (електронів – у $p-n-p$, дірок – у $n-p-n$ -типу). Майже весь струм I_E зумовлюється перенесенням основних носіїв емітера:

$$I_E = I_{Eр} + I_{En} \approx I_{Eр} \text{ (для } p-n-p\text{-типу) або } \approx I_{En} \text{ (для } n-p-n\text{-типу)} \quad (3.1)$$

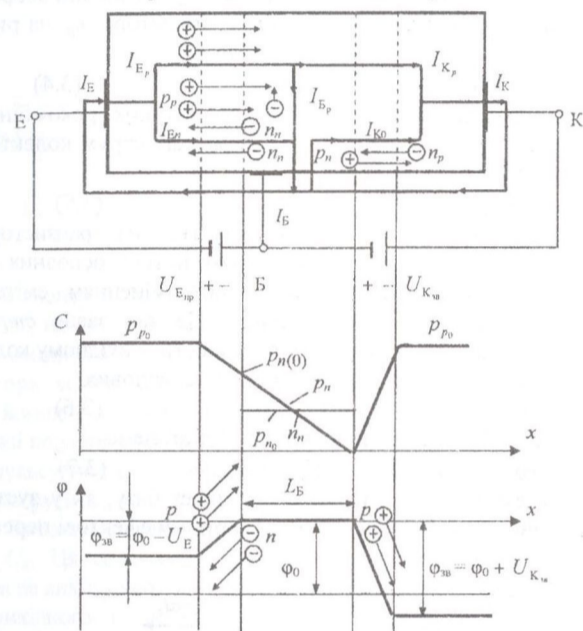


Рис. 3.4. Розподіл концентрації носіїв і потенціалів в біполярному транзисторі під напругою

Основні носії емітера дірки p_p після потрапляння в базу підвищують концентрацію неосновних носіїв бази (дірок p_n) поблизу емітера до $p_{n(0)}$ порівняно з їхньою рівноважною концентрацією p_{n0} . Під дією цієї концентрації дірки дифундують до колектора, де як неосновні носії бази (p_n і p_p) прискорюються полем колекторного переходу і перекидаються до колектора (концентрація дірок $p_{n(0)}$ падає до нуля).

Деяка частина основних носіїв емітера I_{Em} рекомбінує в базі і створює струм бази I_B . Через малу товщину бази і малу концентрацію її основних носіїв і їх рекомбінація і струм бази I_B незначні. Більша частина αI_E основних носіїв емітера без рекомбінації дифундує крізь базу і досягає зворотно широко зміщеного колекторного переходу, тому що $|U_{Кзв}| > |U_{Епр}|$. Для колекторного переходу ці носії виявляються неосновними в базі, тому перехід їх екстрагує з бази і перекидає до колектора, створюючи основну (діркову) складову $I_{Кр}$ зворотного струму колекторного переходу, а потім у ділянці колектора і на його виводі К – основну складову колекторного струму. Це є основою *транзисторного ефекту* – створення колекторного струму за рахунок емітерного:

$$I_K = \alpha I_E \quad (3.2)$$

де α показує частину струму емітера I_E , яка іде на створення струму колектора I_K і називається *коефіцієнтом передачі струму емітера*

$$\alpha = I_K / I_E \quad (3.3)$$

Звичайно $\alpha = 0,950 \dots 0,998$.

Колекторний струм містить також малу складову I_{K0} (тепловий зворотний струм) за рахунок неосновних носіїв власне бази p_n і колектора n_p на рис 3.4, якою звичайно за її малістю нехтують, але строго кажучи

$$I_K = \alpha I_E + I_{K0} \quad (3.4)$$

Враховуючи малі значення струму бази I_B за рахунок рекомбінації і теплового струму I_{K0} колекторного переходу, вважаємо, що струм колектора I_K майже дорівнює струму емітера I_E , тобто

$$I_K = \alpha I_E \approx I_E \quad (3.5)$$

Отже, принцип дії біполярного транзистора базується на транзисторному ефекті – створенні в колекторі *транзитного крізь базу* потоку основних носіїв емітера і керування цим потоком – колекторним струмом змінням емітерного струму (або напруги U_{BE} на емітерному переході). Це так зване *струмове керування*, при якому транзистор споживає струм (потужність) у вхідному колі.

Для БТ справедливі такі співвідношення основних складових:

$$I_E = I_K + I_B \quad (3.6)$$

а з урахуванням (3.4) або (3.5) із співвідношення (3.6) дістанемо

$$I_B = (1 - \alpha) I_E - I_{K0} \quad \text{або} \quad I_B = (1 - \alpha) I_E \quad (3.7)$$

Важливо, що струм емітера I_E замикається не через базу, як у зустрічно ввімкнених діодів (див. рис. 3.3), а завдяки транзисторному ефектові переважно через колектор (рис. 3.4 та 3.5).

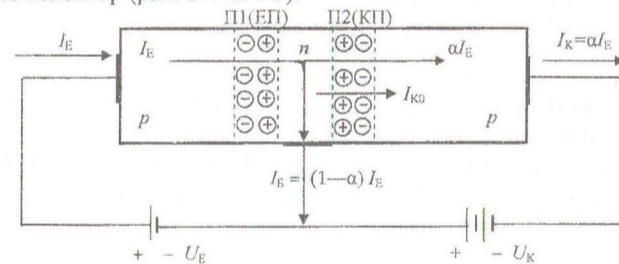


Рис. 3.5. Розподіл основних складових струмів у біполярному транзисторі

3.2. Підсилювальні властивості біполярного транзистора

У разі зміння струму емітера змінюється (модулюється) і струм колектора, оскільки потік носіїв заряду емітера майже повністю (за відрахуванням втрат на рекомбінацію в базі $(1-\alpha)$) проходить базу і досягає через зворотнозміщений колекторний перехід (напругою $U_{Kзв}$ до декількох десятків вольтів) колектора.

Оскільки зміна струму емітера ΔI_E відбувається в колі з малим опором, а майже така сама зміна струму колектора ΔI_K – у колі з більшим опором, то потужність, яка виділяється на опорі навантаження, перевищує потужність на вході БТ, тобто збільшується або підсилюється.

Щоб підсилити сигнал, збирають схему за рис. 3.6. В коло бази вмикають джерело живлення E_E для прямого зміщення ЕП та генератор вхідного сигналу $U_{вх}$ (ГС). В колі колектора, крім джерела живлення E_K , що зміщує КП зворотно, є резистор навантаження R_n та роз'єднувальний конденсатор C_p , через ємність якого виділяється підсилений сигнал $U_{вих}$ змінного струму.



Рис. 3.6. Схема підсилення на біполярному транзисторі

До моменту подання сигналу вхідної напруги $U_{вх}$ струм $I_E = I_K$ і падіння напруги U_n на опорі навантаження R_n від проходження струму I_K як добуток $I_K R_n$ не змінюється, тому вихідного сигналу $U_{вих}$ немає. На колекторі К транзистора встановлюється сталий потенціал $U_K = E_K - I_K R_n$, менший за напругу живлення E_K на значення падіння $I_K R_n$.

У разі подання послідовно з E_E вхідного сигналу $U_{вх}$ струми емітера і колектора стають пульсуючими від модуляції вхідним сигналом потоку носіїв емітера, як і падіння напруги $U_n = I_K R_n$ на опорі навантаження R_n . Потенціал колектора U_K стає змінним. Змінна складова на колекторі є додатна до напруги U_n , але від'ємна від напруги U_K . Ця складова як змінна через ємність конденсатора C_p знімається з колектора на вихід у якості вихідної напруги $U_{вих}$. Оскільки опір вхідного кола менший за опір вихідного, то значення $U_{вих}$ змінної складової більше за значення вхідного сигналу $U_{вх}$. Їх співвідношення називають *коефіцієнтом підсилення за напругою*

$$K_U = U_{вих}/U_{вх}.$$

За законом Ома

$$U_{вих} = I_K R_n \text{ і } U_{вх} = I_E r_E, \quad (3.8)$$

де r_E – опір ділянки Е–Б (вхідний опір БТ).

$$\text{Тоді } K_U = (I_K R_n)/(I_E r_E) = \alpha I_E R_n / I_E r_E = \alpha R_n / r_E. \quad (3.9)$$

Коефіцієнт підсилення за потужністю визначимо як відношення потужностей на виході та вході:

$$K_P = P_{вих}/P_{вх} = (I_K^2 R_n)/(I_E^2 r_E) = \alpha^2 R_n / r_E. \quad (3.10)$$

Оскільки $R_n \gg r_E$, то значення $K_P > 1$ і схема підсилення на БТ (рис. 3.6) підсилює і потужність, про що вже йшлося раніше.

Колекторний струм дещо менший за емітерний ($I_K < I_E$), тому *коефіцієнт підсилення за струмом* (як їх відношення) менший за одиницю:

$$K_I = I_K / I_E = \alpha < 1. \quad (3.11)$$

$$\text{Очевидно, що } K_P = K_I K_U. \quad (3.12)$$

БТ підсилює сигнал за рахунок енергії джерел живлення і є лише регулятором струму I_K потужного вихідного кола.

3.3. Схеми ввімкнення біполярного транзистора

В разі ввімкнення БТ як чотириполюсника один з його електродів має бути спільним для вхідного та вихідного кіл.

На практиці відомі три схеми ввімкнення БТ залежно від спільного виводу, відносно якого задано напруги на переходах транзистора: з спільною базою (СБ); з спільним емітером (СЕ); з спільним колектором (СК). Це схеми ввімкнення БТ за постійним струмом. Схеми за змінним струмом, враховують додатково опори і ємності переходів та джерела струму для відтворення транзисторного ефекту. Вони називаються *малосигнальними еквівалентними схемами заміщення транзистора*.

Для порівняння характеристик схем увімкнення транзистора, проаналізуємо їх за коефіцієнтами підсилення та опорамі входу і виходу.

За схемою СБ (рис. 3.7) потенціал емітера має бути менший за потенціал бази, якщо емітерний перехід зміщується в прямиому напрямі.

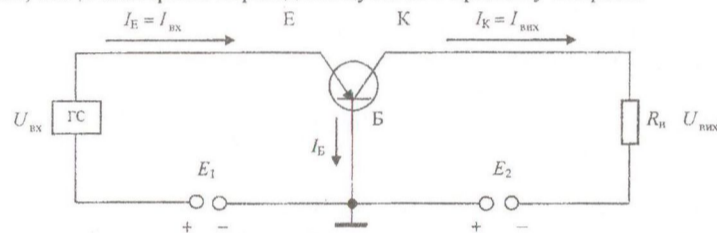


Рис. 3.7. Увімкнення біполярного транзистора за схемою СБ

У нормальному режимі роботи транзистора коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_I = \Delta I_{\text{вих}} / \Delta I_{\text{вх}} = \Delta I_{\text{К}} / \Delta I_{\text{Е}} = \alpha \Delta I_{\text{Е}} / \Delta I_{\text{Е}} = \alpha. \quad (3.13)$$

Як зазначалося, $\alpha < 1$, отже підсилення за струмом у схемі СБ неможливе.

Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta U_{\text{вх}} = \Delta I_{\text{К}} R_n / (\Delta I_{\text{Е}} r_E = \alpha R_n / r_E. \quad (3.14)$$

Значення цього коефіцієнта є досить великим (сотні і тисячі), що забезпечує достатнє підсилення схемою СБ сигналу за напругою.

Коефіцієнт підсилення за потужністю

$$K_P = K_I K_U = \alpha^2 R_n / r_E. \quad (3.15)$$

Значення цього коефіцієнта теж високе, що дає значне підсилення сигналу за потужністю.

Вхідний опір

$$R_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{вх}} / \Delta I_{\text{вх}} \approx \varphi_T / I_{\text{Е}} \approx r_E / (\alpha / (1-\alpha)) \quad (3.16)$$

явно має дуже мале значення, що обмежує застосування схеми СБ потужними джерелами сигналів і є недоліком цієї схеми.

Вихідний опір

$$R_{\text{вих}} = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta I_{\text{вих}} \approx \Delta I_{\text{К}} R_n // r_{\text{КЕ}} / \Delta I_{\text{К}} \approx R_n // r_{\text{КЕ}} \approx R_n \quad (3.17)$$

великий (від сотень кілоомів до мегаомів), що обмежує можливу потужність навантаження схеми і теж є недоліком схеми.

Ввімкнення БТ за схемою СЕ показано на рис. 3.8. Вихідний сигнал знімається з резистора навантаження R_n , ввімкненого в колекторний ланцюг (потенціал емітера зафіксовано).

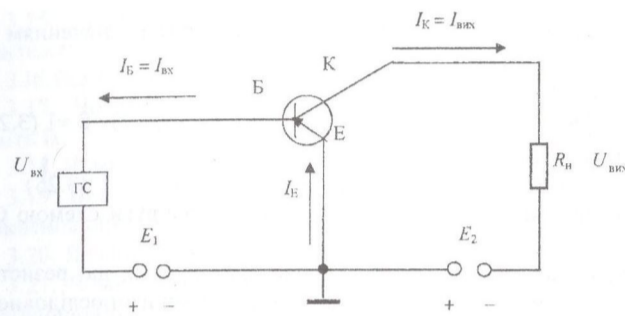


Рис. 3.8. Увімкнення біполярного транзистора за схемою СЕ

У нормальному режимі роботи БТ коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_I = \Delta I_{\text{вих}} / \Delta I_{\text{вх}} = \Delta I_K / \Delta I_B = \alpha \Delta I_E / (\Delta I_E - \alpha \Delta I_E) = \alpha / (1 - \alpha) = \beta. \quad (3.18)$$

Коефіцієнт підсилення за струмом у схемі СЕ є параметром БТ і може сягати значень 100...200 і більше, максимально 499. Коефіцієнт підсилення за струмом β у схемі СЕ більше залежить від температури, ніж α – коефіцієнт підсилення за струмом у схемі СБ, що впливає з формули їх зв'язку (3.18).

Вхідний опір

$$R_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{вх}} / \Delta I_{\text{вх}} = \Delta U_{\text{БЕ}} / \Delta I_{\text{БЕ}} \approx \varphi_T / \Delta I_B = r_{\text{БЕ}}. \quad (3.19)$$

У схемі увімкнення СЕ вхідним струмом є струм бази, який в $1 + \beta$ разів менший від струму емітера: $I_{\text{вх}} = I_B = I_E / (1 + \beta)$, тоді вхідний опір цієї схеми у β разів більший ніж у схемі СБ, і сягає сотень омів.

Вихідний опір

$$R_{\text{вих}} = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta I_{\text{вих}} = R_n / (1 + R_n / r_{\text{КЕ}}) \approx R_n. \quad (3.20)$$

Вихідний опір $R_{\text{вих}}$ зазвичай становить десятки кілоомів, що є трохи менше, ніж у схемі СБ.

Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta U_{\text{вх}} = \Delta I_K R_n / (\Delta I_B R_{\text{вх}}) = \beta R_n / R_{\text{вх}} = \beta R_n / r_{\text{БЕ}}. \quad (3.21)$$

Коефіцієнт підсилення за потужністю

$$K_P = K_I K_U = \beta^2 R_n / R_{\text{вх}} = \beta^2 R_n / r_{\text{БЕ}} \quad (3.22)$$

трохи більший, ніж у схемі СБ.

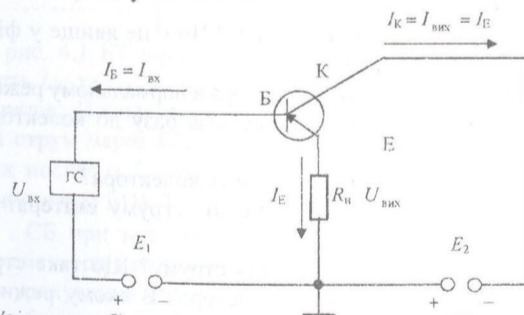


Рис. 3.9. Увімкнення біполярного транзистора за схемою СК

Коефіцієнт підсилення за струмом

$$K_I = \Delta I_{\text{вих}} / \Delta I_{\text{вх}} = \Delta I_E / \Delta I_B = \Delta I_E / (\Delta I_E - \alpha \Delta I_E) = 1 / (1 - \alpha) > \beta. \quad (3.23)$$

Він має велике чисельне значення, хоч воно майже і сумірне із значенням K_U для схеми СЕ.

Коефіцієнт підсилення за напругою

$$K_U = \Delta U_{\text{вих}} / \Delta U_{\text{вх}} = I_E R_{\text{н}} |r_{\text{КЕ}}| / (I_B r_{\text{БЕ}} + I_E R_{\text{н}} |r_{\text{КЕ}}|) \approx 1 / (1 + \beta(r_{\text{БЕ}} / R_{\text{н}} + 1)) / \beta \approx 1 \quad (3.24)$$

або при великих значеннях β

$$K_U = \Delta I_E R_{\text{н}} / \Delta I_B R_{\text{вх}} = \Delta I_{\text{К}} R_{\text{н}} / \Delta I_{\text{Б}} R_{\text{вх}} = \beta R_{\text{н}} / R_{\text{вх}} \leq 1, \quad (3.25)$$

оскільки $R_{\text{вх}}$ має дуже велике значення. Тому підсилення напруги схемою СК неможливе.

Аналізуючи вхідний опір $R_{\text{вх}}$ схеми СК, треба враховувати, що резистор навантаження $R_{\text{н}}$ в емітерному ланцюгу є елементом негативного послідовного зворотного зв'язку за струмом (див. нижче). Тому $R_{\text{вх}} = r_{\text{БЕ}} + \beta R_{\text{н}}$ за значенням виходить звичайно дуже великим (десятки, сотні кілоомів).

Вихідна напруга схеми СК при $K_U \approx 1$ повторює вхідну напругу за значенням ($U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}}$), тому схему СК називають *емітерним повторювачем*. Через надзвичайно великий вхідний опір ($R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$) її використовують для узгодження каскадів за опором при їх послідовному з'єднанні як таку, що не навантажує споживаним струмом попередній каскад.

Вихідний опір $R_{\text{вих}} \approx R_{\text{н}} \parallel (r_{\text{БЕ}} + R_{\text{н}}) / \beta$ на відміну від вхідного $R_{\text{вх}}$ дуже малий.

Контрольні запитання

(1.Гончаренко Б.М., Коновалов К.В. с. 31 - 47)

- 3.1. Дайте визначення біполярного транзистора. Чому він біполярний і чому транзистор?
- 3.2. Поясніть фізичну структуру біполярного транзистора? Які назви мають його ділянки, яке їх призначення? Чим визначається тип біполярного транзистора?
- 3.3. Чи подібні структури дискретних та інтегральних біполярних транзисторів? У чому їхні відмінності та яке їх призначення?
- 3.4. Які особливості мають ділянки БТ: база, колектор та емітер?
- 3.5. Які назви мають у біполярному транзисторі $p - n - p$ переходи, струми та напруги?
- 3.6. В яких режимах може працювати біполярний транзистор залежно від полярності прикладених напруг?
- 3.7. У чому суть явища транзисторного ефекту? Чи є це явище у фізичній моделі біполярного транзистора з двох діодів?
- 3.8. Викладіть принцип дії біполярного транзистора в нормальному режимі.
- 3.9. Чому носії заряду емітера проходять наскрізь базу до колектора і як відбувається цей перехід?
- 3.10. Яке співвідношення струмів емітера, бази та колектора?
- 3.11. Чому струм колектора приблизно дорівнює струму емітера? Що їх пов'язує? Як пов'язані струми бази та емітера?
- 3.12. Яка фізична суть коефіцієнта передання струму? Що таке струмове керування вихідним сигналом біполярного транзистора? В якому режимі при цьому працює джерело вхідного сигналу?
- 3.13 Чому в біполярному транзисторі може підсилюватися потужність?
- 3.14. Чи може сам лише біполярний транзистор підсилювати напругу?

- 3.15. Як розподіляється напруга живлення за умови наявності резистора навантаження?
- 3.16. Від чого залежить коефіцієнт підсилення за струмом у біполярному транзисторі?
- 3.17. Чому існують різні схеми ввімкнення біполярного транзистора? Назвіть їх.
- 3.18. Чому дорівнює коефіцієнт підсилення за струмом схеми СБ?
- 3.19. Від чого залежить коефіцієнт підсилення за напругою різних схем увімкнення біполярного транзистора?
- 3.20. Як співвідносяться вхідний та вихідний опори схеми СБ?
- 3.21. Чому дорівнює коефіцієнт підсилення за струмом схеми СЕ? Яке співвідношення коефіцієнтів α і β ?
- 3.22. Чи однакові вхідний та вихідний опори схем СБ і СЕ?
- 3.23. Яка основна властивість схеми СК? Чи вона може підсилювати напругу?

ЛЕКЦІЯ 4 ВЛАСТИВОСТІ ТА ХАРАКТЕРИСТИКИ БІПОЛЯРНИХ ТРАНЗИСТОРІВ

4.1. Аналітична модель статички біполярного транзистора

Еквівалентна схема БТ, що наведена на рис. 4.1, справедлива для режиму на постійному струмі, тобто для статичного режиму, і фактично є фізичною моделлю БТ, названою моделлю Молла-Еберса.

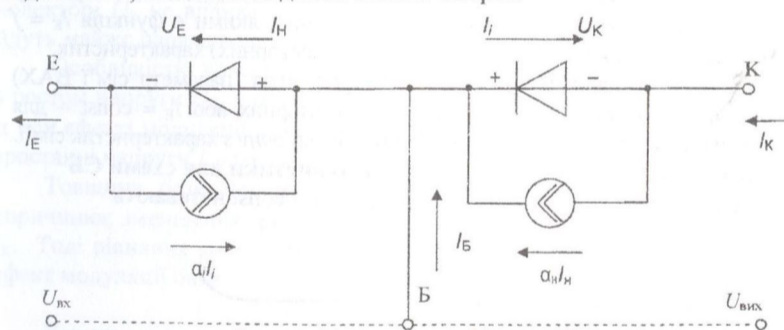


Рис. 4.1. Фізична модель Молла-Еберса.

На рис. 4.1 БТ *n-p-n*-типу зображено в режимі подвійної інжекції (див. полярність U_E та U_K), коли обидва переходи відкриті, інjektують і збирають носії зарядів. Позначимо струми інjektованих носіїв так: I_n – нормальний (прямий струм через ЕП); I_i – інверсний (прямий струм через КП), а струми збираних носіїв: $\alpha_n I_n$ – нормальний (зворотний через КП) і $\alpha_i I_i$ – інверсний (зворотний через ЕП). Тут α_n – коефіцієнт передання струму емітера в колектор у схемі СБ при нормальному ввімкненні БТ, а α_i – коефіцієнт передання струму колектора в емітер при інверсному ввімкненні БТ у схемі СБ.

Без урахування опору ділянок бази r_B та колектора r_K , що є малими, БТ можна зобразити сукупністю двох діодів (див. рис. 3.3), але доповненою джерелами струму $\alpha_n I_n$ та $\alpha_i I_i$.

Загальний струм БТ від емітера I_E до колектора I_K містить пряму складову ЕП і зворотну складову КП. Модель відображає зворотність БТ.

Діоди є моделями ЕП та КП. Взаємозв'язок переходів через ділянку бази (транзисторний ефект) враховано в моделі БТ за допомогою джерел струму $\alpha_n I_n$ та $\alpha_i I_i$.

З рис. 4.1 видно, що

$$I_E = I_n - \alpha_i I_i, \quad I_K = \alpha_n I_n - I_i, \quad I_B = I_E - I_K = (1 - \alpha_n)I_n + (1 - \alpha_i)I_i. \quad (4.1)$$

Інжектвані струми переходів I_n та I_i аналітично описуються виразами

$$I_n = I_{E0} (\exp(U_E/\phi_T) - 1) \quad \text{та} \quad I_i = I_{K0} (\exp(U_K/\phi_T) - 1), \quad (4.2)$$

де I_{E0} та I_{K0} – теплові струми ЕП та КП; ϕ_T – тепловий потенціал ($\phi_T = 0,025$ В).

Після підстановки виразів (4.2) в (4.1) маємо аналітичну модель БТ (формули Молла–Еберса), що є виразом його статичних характеристик:

$$I_E = I_{E0} (\exp(U_E/\phi_T) - 1) - \alpha_i I_{K0} (\exp(U_K/\phi_T) - 1),$$

$$I_K = \alpha_n I_{E0} (\exp(U_E/\phi_T) - 1) - I_{K0} (\exp(U_K/\phi_T) - 1), \quad (4.3)$$

$$I_B = (1 - \alpha_n) I_{E0} (\exp(U_E/\phi_T) - 1) + (1 - \alpha_i) I_{K0} (\exp(U_K/\phi_T) - 1).$$

Але для розрахунків електронних схем на БТ ці вирази спрощують, або використовують їх графічне зображення, які називають статичними ВАХ БТ.

4.2. Статичні характеристики біполярного транзистора, ввімкненого за схемою СБ

Залежно від того, що в схемі СБ є вхідним, а що – вихідним струмом, маємо сім'ю ВАХ: вхідних, якими для схеми СБ є функція $I_E = f(U_E, U_K)$, де U_K – параметр сім'ї для вхідних (емітерних) характеристик, та вихідних, якими є функція $I_K = f(I_E, U_K)$, де параметром сім'ї є струм I_E для вихідних (колекторних) характеристик.

При дослідному зніманні ВАХ БТ один із аргументів (параметр сім'ї ВАХ) вважають постійним, наприклад $U_K = \text{const}$ – для емітерних або $I_E = \text{const}$ – для колекторних характеристик, і для нього одержують тільки одну з характеристик сім'ї.

4.2.1. Колекторні (вихідні) статичні характеристики для схеми СБ

Сім'ю характеристик $I_K = f(U_K)$ при струмі $I_E = \text{const}$ називають

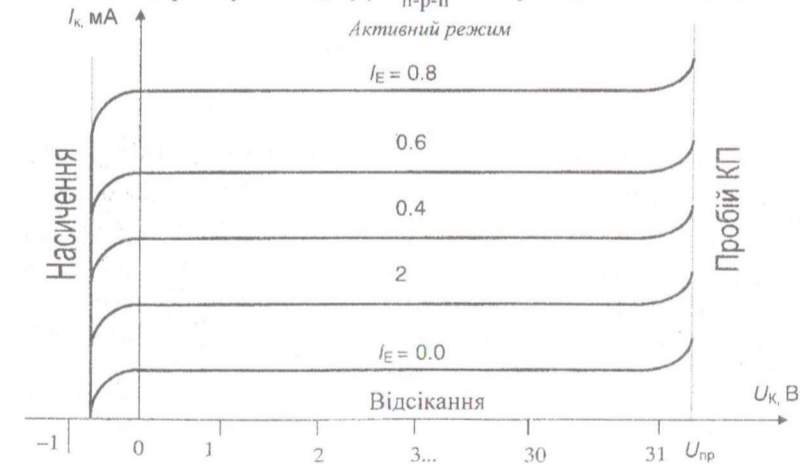


Рис 4.2. Вихідні (колекторні) характеристики біполярного транзистора за схемою СБ

сім'єю *вихідних*, або *колекторних*, характеристик. Ці характеристики дають залежність струму колектора БТ від напруги на КП за умови постійності струму через ЕП. Згідно з виразами моделі БТ Молла – Еберса (4.3) його колекторні характеристики у схемі СБ набувають такого аналітичного виразу:

$$I_K = \alpha_n I_E - I_{K0} (\exp(U_K / \varphi_T) - 1). \quad (4.4)$$

За цим виразом можна обчислити і графічно зобразити вихідні характеристики (рис. 4.2), але їх частіше знімають експериментально. Характеристики розміщуються у першому та другому квадрантах. У першому квадранті подається нормальний *активний* режим роботи БТ при зворотній напрузі на КП (позитивній для БТ *n-p-n*- типу і негативній для БТ *p-n-p*- типу), характерній для схем підсилювальних каскадів. Тут лінійне підсилення сигналів, при якому зростання струму емітера I_E зумовлює таке саме зменшення струму колектора I_K . Майже горизонтальне розміщення характеристик у сім'ї свідчить про велике значення динамічного опору ділянки К – Е $r_{KE} = \Delta\varphi_K / \Delta I_K \rightarrow \infty$. Нижче від характеристики з параметром $I_E = 0$ міститься область *відсікання*, а правіше від напруги на колекторі $U_K = U_{пр}$ настає пробій КП. У другому квадранті подається режим подвійної інжекції (*насичення*) при прямих напругах як на ЕП, так і на КП.

В активному режимі вже при напругах $|U_K| > 3\varphi_T$, майже зникає експоненціальний член у виразі (4.4) і, до того ж, можна знехтувати струмом I_{K0} , тоді

$$I_K = \alpha_n I_E, \quad (4.5)$$

що очевидно ще з розгляду принципу дії БТ. З виразу видно, що напруга на колекторі U_K не впливає на вихідні колекторні характеристики, від чого вони йдуть майже паралельно осі абсцис аж до значення напруги $U_{пр}$ пробією КП.

Особливістю колекторних характеристик схеми СБ є їх незначний підйом з ростом напруги U_K , що залежить від збільшення коефіцієнта передачі струму α при ефекті модуляції бази (ефекті Ерлі), а також від зростання струму I_{K0} при зростанні напруги U_K на КП.

Товщина бази при зростанні U_K зменшується під час модуляції, що спричинює зменшення рекомбінацій у ній і зростання коефіцієнта α і струму I_K . Тоді рівняння колекторного струму треба доповнити членом, що враховує ефект модуляції бази :

$$I_K = \alpha I_E + I_{K0} + U_K / r_{K(СБ)}. \quad (4.6)$$

Характеристика з параметром $I_E = 0$ є зворотною гілкою вольт-амперної характеристики колекторного переходу. Наявність у колекторному струмі складової I_{K0} (теплогового струму) визначає температурну залежність характеристик БТ.

Для режиму насичення в другому квадранті характерний спад струму I_K при незмінному струмі I_E внаслідок зустрічної інжекції носіїв з колектора крізь колекторний перехід, коли він відкривається при змінній полярності U_K (другий член виразу (4.4)) не при напрузі $U_K = 0$, а при $U_K = (0,4...0,6)$ В.

4.2.2. Емітерні (вхідні) статичні характеристики для схеми СБ

Сім'ю характеристик $I_E = f(U_E)$ з параметром $U_K = \text{const}$ називають сім'єю *вхідних*, або *емітерних*, характеристик. Ці характеристики ілюструють залежність струму емітера БТ від напруги на ЕП за умови постійності напруги

U_K на КП. Згідно з моделлю БТ Молла-Еберса (4.3) емітерні характеристики мають такий аналітичний вигляд :

$$U_E = \phi_T \ln (I_E / I_{E0}). \quad (4.7)$$

З (4.7) видно, що напруга U_K не впливає і на вхідні емітерні характеристики. В робочому діапазоні струмів I_E напруга U_T на емітерному переході майже незмінна і її вважають параметром транзистора (рис 4.3). Зміна напруги U_K практично не впливає на струм I_E , тому криві на графіку майже однакові і за своїм виглядом подібні до прямої гілки ВАХ ЕП.

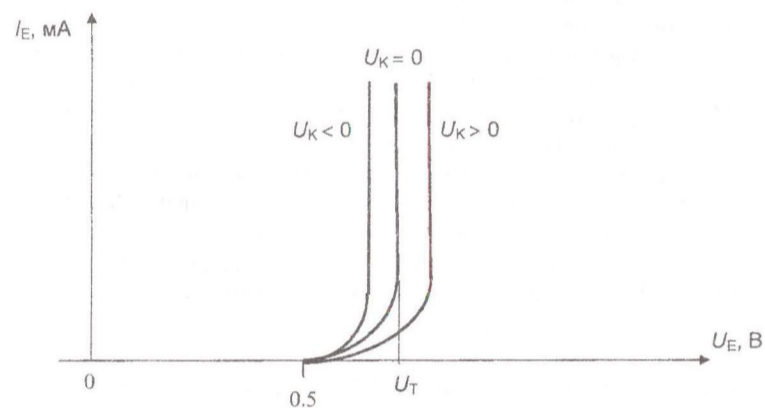


Рис 4.3. Вихідні (емітерні) характеристики біполярного транзистора за схемою СБ

4.3. Статичні характеристики біполярного транзистора, ввімкненого за схемою СЕ

Для схеми СЕ вихідні (колекторні) статичні характеристики є функцією $I_K = f(I_B, U_{KE})$, а вхідні (базові) – функцією $I_B = f(U_B, U_{KE})$.

4.3.1. Колекторні (вихідні) статичні характеристики для схеми СЕ

Сім'ю характеристик $I_K = f(U_{KE})$ з параметром $I_B = \text{const}$ називають сім'єю колекторних характеристик (рис. 4.4).

Колекторні характеристики БТ, ввімкненого за схемою СЕ, виходять з початку координат і повністю розміщені у першому квадранті. На графіку сім'ї колекторних характеристик виділяють три області:

область *активного режиму*, де сигнал лінійно підсилюється, а із зростанням струму бази I_B пропорційно змінюється струм колектора I_K , і де характеристики майже горизонтальні, а динамічний опір ділянки К-Е прямує до безмежності ($r_{KE} = \Delta U_K / \Delta I_K \rightarrow \infty$);

область *насичення* (ділянка лівіше від характеристик), де із змінням струму колектора напруга на колекторі суттєво не

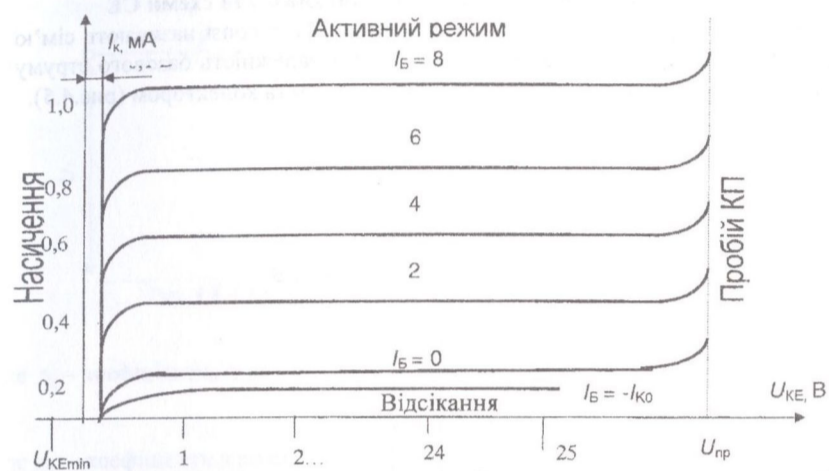


Рис 4.4. Вихідні (колекторні) характеристики біполярного транзистора за схемою СЕ змінюється, а динамічний опір ділянки К-Е прямує до нуля ($r_{KE} \rightarrow 0$); область відсікання, що розміщена нижче від характеристики з параметром $I_B = 0$.

При $U_{KE} = 0$ напруга на КП ще дорівнює напрузі U_E на ЕП, КП відкритий, тобто транзистор перебуває в режимі подвійної інжекції. Потіки основних носіїв (колектора крізь КП до бази і емітера послідовно крізь ЕП та КП до колектора) взаємно врівноважуються, і струму колектора немає ($I_K = 0$). Із зростанням напруги U_{KE} пряма напруга на колекторному переході зменшується, тому що він закривається, потік основних носіїв колектора знижується і струм I_K зростає за рахунок потоку основних носіїв емітера.

В передпробійній ділянці вольт-амперні характеристики різко зростають, але напруга пробою виявляється меншою, ніж у схемі СБ. Через базу транзистора в схемі СЕ проходять зворотний струм КП I_{K0} та частина струму емітера $(1 - \alpha)I_E$, що створює струм бази від рекомбінації носіїв. У режимі відсікання $I_B = 0$, тому $I_{K0} = (1 - \alpha)I_E$, звідки

$$I_E = I_{K0} / (1 - \alpha). \quad (4.8)$$

Нагадаємо, що $I_K = \alpha I_E + I_{K0}$, тому, підставивши сюди I_E за (4.8), маємо струм колектора для схеми СЕ в режимі відсікання

$$I_K = \alpha I_{K0} / (1 - \alpha) + I_{K0} = I_{K0} (1 + \beta). \quad (4.9)$$

Позначимо його для випадку відсікання як $I_{K(СЕ)}$, тоді

$$I_{K(СЕ)} = I_{K0} (1 + \beta). \quad (4.10)$$

Цей *наскрізний* струм схеми СЕ у $(1 + \beta)$ разів більший, ніж I_{K0} схеми СБ. Це визначає більшу температурну залежність схеми СЕ через множник $(1 + \beta)$.

Якщо ЕП перевести в непровідний стан при напрузі $U_E \geq 0$, то струм колектора (про це згадувалось при поясненні дії БТ) знизиться до I_{K0} зворотного струму КП. Тому на тій ділянці колекторних ВАХ, що розміщена нижче від кривої з параметром $I_B = 0$ (відсікання), через базу проходить струм $I_B = -I_{K0}$ (рис. 4.4).

4.3.2. Базові (вхідні) статичні характеристики для схеми СЕ

Сім'ю характеристик $I_B = f(U_B)$ з параметром $U_{KE} = \text{const}$ називають сім'ю вхідних (базових) характеристик. Вони ілюструють залежність базового струму I_B від напруги на ЕП за умови $U_{KE} = \text{const}$ між емітером та колектором (рис.4.5).

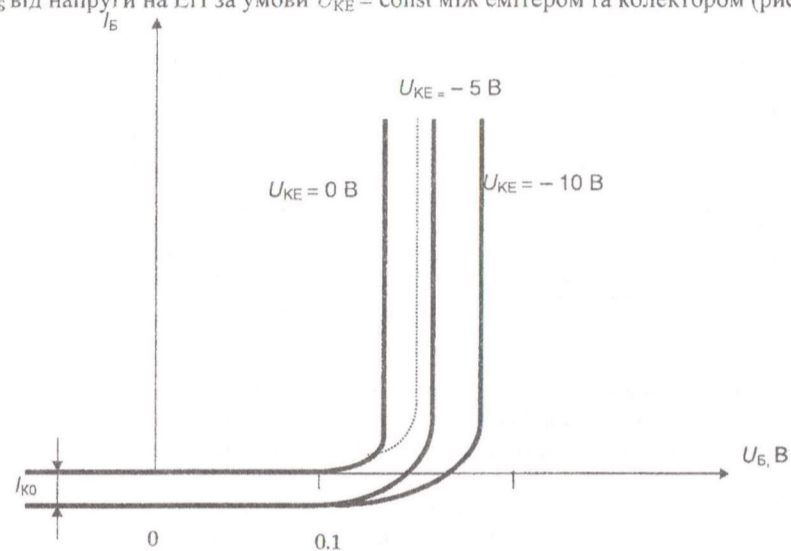


Рис 4.5 Вхідні (базові) характеристики біполярного транзистора за схемою СЕ

При $U_{KE} = 0$ вхідна характеристика відповідає прямій гілці ВАХ ЕП і КП, ввімкнених паралельно. Струм бази тоді є сумарним струмом двох прямих струмів цих переходів.

При деякому значенні напруги U_E подання напруги $U_{KE} < 0$ викликає зменшення струму I_B , тобто зміщення характеристик вниз відносно такої ж з параметром $U_{KE} = 0$. В струмі бази є складова I_{K0} , тому при $U_{KE} < 0$ вхідні характеристики виходять з точки з від'ємним значенням $I_B = -I_{K0}$.

4.4. Параметри біполярних транзисторів

Умовно параметри БТ можна поділити на первинні (фізичні), вторинні та експлуатаційні (довідкові).

Первинні зазвичай використовують для характеристики БТ у складі інтегральних мікросхем. Це такі параметри, як r_E , r_B , r_K і α , що відповідають Т-подібній еквівалентній схемі заміщення БТ із СБ і характеризують його властивості без залежності від схеми ввімкнення. Їх неможливо виміряти безпосередньо.

До вторинних, які можуть бути вимірними, належать такі параметри, що характеризують зв'язок між малими змінами складових напруг і струмів на вході й виході БТ як чотириполісника, накладених на сталі складові, які визначаються режимом роботи. За такої умови БТ можна описати однією із систем еквівалентних рівнянь:

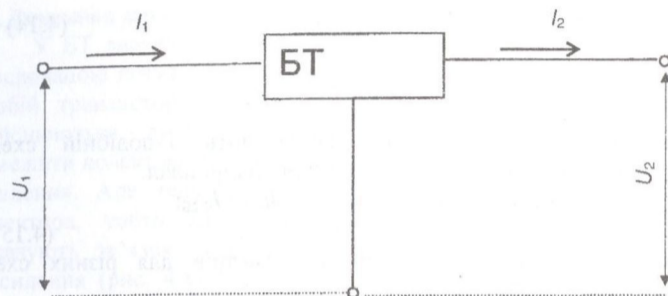


Рис. 4.8. Схема біполярного транзистора як чотириполосника

$$\begin{aligned} U_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\ U_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2, \end{aligned}$$

де z_{ij} – коефіцієнти, з розмірністю опорів;

$$\begin{aligned} I_1 &= y_{11}U_1 + y_{12}U_2 \\ I_2 &= y_{21}U_1 + y_{22}U_2, \end{aligned} \quad (4.11)$$

де y_{ij} – коефіцієнти з розмірністю є провідностей;

$$\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2, \end{aligned}$$

де h_{11} має розмірність опору, h_{12} – коефіцієнта підсилення напруги, h_{21} – коефіцієнта підсилення струму, h_{22} – провідності.

Коефіцієнти, у цих рівняннях називають *параметрами* БТ. Щоб описати властивості БТ як чотириполосника, існує три системи параметрів: z -, y - та h - системи.

Найпоширенішою є система h -параметрів. Визначимо фізичний зміст їх, виходячи з рівнянь (4.11):

$h_{11} = U_1 / I_1$ при $U_2 = 0$ – вхідний опір (режим КЗ на виході);

$h_{12} = U_1 / U_2$ при $I_1 = 0$ – коефіцієнт зворотного передання напруги при режимі ХХ на вході;

$h_{21} = I_2 / I_1$ при $U_2 = 0$ – коефіцієнт передання струму від входу до виходу при КЗ на виході;

$h_{22} = I_2 / U_2$ при $I_1 = 0$ – вихідна провідність при ХХ на вході.

Для БТ як чотириполосника незалежними змінними вважають прирости вхідного струму ΔI_1 і вихідної напруги ΔU_2 , а прирости вхідної напруги ΔU_1 і вихідного струму ΔI_2 виражають через h -параметри. Наприклад, для схеми СЕ: $I_1 = I_B, U_1 = U_B, I_2 = I_K, U_2 = U_{KE}$, тоді для БТ справедливо:

$$\begin{aligned} \Delta U_B &= h_{11E} \Delta I_B + h_{12E} \Delta U_{KE} \\ \Delta I_K &= h_{21E} \Delta I_B + h_{22E} \Delta U_{KE}, \end{aligned} \quad (4.12)$$

де $h_{11E} = \Delta U_B / \Delta I_B$ при $U_{KE} = \text{const}$ ($\Delta U_{KE} = 0$), $h_{12E} = \Delta U_B / \Delta U_{KE}$ при $I_B = \text{const}$ ($\Delta I_B = 0$), $h_{21E} = \Delta I_K / \Delta I_B$ при $U_{KE} = \text{const}$ ($\Delta U_{KE} = 0$), $h_{22E} = \Delta I_K / \Delta U_{KE}$ при $I_B = \text{const}$ ($\Delta I_B = 0$).

У схемі СБ вхідні й вихідні струми чотириполосника змінюють свій зміст, а саме: $I_1 = I_E, U_1 = U_E, I_2 = I_K, U_2 = U_K$, тобто для БТ як чотириполосника за цією схемою справедливо:

$$\begin{aligned} \Delta U_E &= h_{11B} \Delta I_E + h_{12B} \Delta U_K \\ \Delta I_K &= h_{21B} \Delta I_E + h_{22B} \Delta U_K. \end{aligned} \quad (4.13)$$

Між h - параметрами та первинними існує однозначний зв'язок.

$$\begin{aligned}
 h_{11B} &= r_E + (1 - \alpha) r_B, & (4.14) \\
 h_{21B} &= \alpha, \\
 h_{22B} &= 1 / r_{K(СБ)}, \\
 h_{12B} &= r_B / r_{K(СБ)}.
 \end{aligned}$$

Фізичні (первинні) параметри, що відповідають Т-подібній схемі заміщення БТ також вимірюються через h-параметри, наприклад:

$$\begin{aligned}
 r_E &= h_{11B} - (h_{12B} / h_{22B})(1 + h_{21B}); & r_B &= h_{12B} / h_{22B}; \\
 r_K &= 1 / h_{22B}; & \alpha &= -h_{21B} \quad (\beta = h_{21E}).
 \end{aligned} \quad (4.15)$$

Існує також зв'язок і між системами h-параметрів для різних схем увімкнення транзистора (СБ, СЕ, СК): $h_B = f(h_E) = f(h_K)$.

Якщо відомі h_B -параметри, то легко визначити h_E -параметри, наприклад:

$$\begin{aligned}
 h_{11E} &\approx h_{11B} / (1 + h_{21B}); & h_{12E} &\approx (h_{11B}h_{22B} - h_{12B}(h_{21B} + 1)) / (1 + h_{21B}); \\
 h_{21E} &\approx -h_{21B} / (1 + h_{21B}) = \beta, & h_{22E} &\approx h_{22B} / (1 + h_{21B});
 \end{aligned}$$

та h_K -параметри, наприклад:

$$\begin{aligned}
 h_{11K} &\approx h_{11B} / (1 + h_{21B}); & h_{12K} &\approx 1; & h_{21K} &\approx -1 / (1 + h_{21B}) \\
 h_{22K} &\approx h_{22B} / (1 + h_{21B}).
 \end{aligned}$$

Між системами z-, y- та h-параметрів також існує однозначний зв'язок.

Експлуатаційні параметри наводять у довідниках. Там зазначають такі параметри для дискретних БТ:

| $U_{KE \max}$ | $P_{K \max}$ | $I_{K \max}$ | $f_{гр}$ | C_k | h_{11E} | h_{21E} | h_{22B} |
|---------------|--------------|--------------|--------------|----------|-----------|-----------|------------------------------------|
| В | Вт | А | МГц | пФ | Ом | β | $\frac{См}{10^{-7} \dots 10^{-9}}$ |
| 10...1000 | 0,1...60,0 | 0,01...12,0 | 0,05...300,0 | 1...1000 | 10...1000 | 20...200 | 10...10 |

За режимами роботи БТ на вихідній (колекторній) характеристиці його виділяють робочу ділянку (рис. 4.7), що обмежується такими допустимими умовами: 1) $U_{KE \max}$, 2) $I_{K \max}$, 3) $P_{K \max}$.

Характеристики та параметри БТ суттєво залежать від температури, оскільки з її ростом збільшуються кількість носіїв, струм I_{K0} і h_{21E} — коефіцієнт підсилення за струмом від збільшення рухливості носіїв. Параметри транзистора залежать також від частоти, оскільки на високих частотах довжина хвилі підсилювального сигналу може бути сумірною з тривалістю руху носія від емітера до колектора, що суттєво впливає на умови підсилення, тому і є обмежувальний параметр $f_{гр}$.

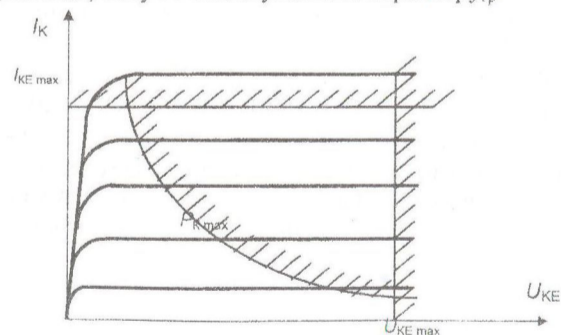


Рис. 4.9. Робоча ділянка на ВАХ біполярного транзистора

4.5. Динамічні характеристики біполярного транзистора, ввімкненого за схемою СЕ

У БТ значення колекторного струму обмежується зверху допустимою розсіюваною потужністю на ділянці К-Е. Її перевищення спричинює тепловий пробій транзистора і його руйнування. Обмеження колекторного струму здійснюються резистором в колекторному (або емітерному) ланцюгу, щоб обмежити колекторний струм на рівні $I_{K \max} = E_K / R_K$, де E_K – напруга джерела живлення. Але тепер потенціал колектора залежить від змінення струму колектора, тобто характеристики БТ стають динамічними (ДХ). Вони показують зв'язок струмів і напруг на електродах транзистора у схемах підсилення (рис. 4.8) залежно від опору резистора R_K навантаження в колі колектора. Тобто дають залежність $I_K = f(U_{KE})$ при параметрі R_K (або R_n) = const.

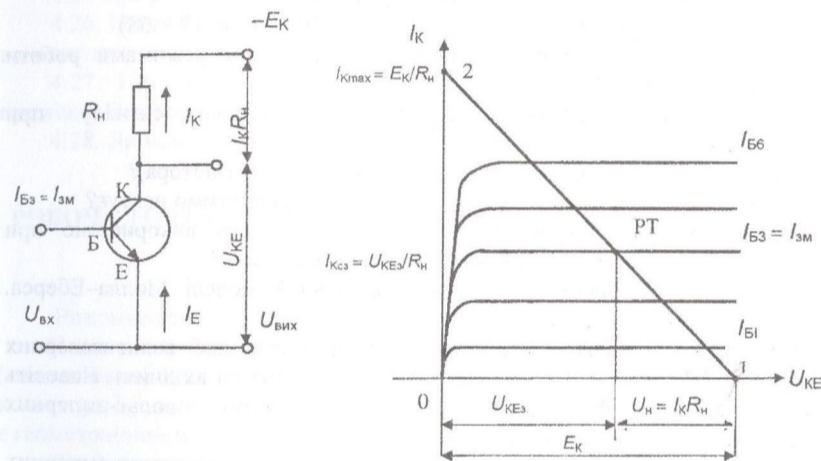


Рис 4.6. Схема ввімкнення і динамічна характеристика біполярного транзистора за схемою СЕ

Напруга джерела живлення в динамічному режимі розподіляється між ділянкою К – Е БТ та опором навантаження R_n

$$E_K = U_{KE} + I_K R_n \quad (4.16)$$

Цей вираз є рівнянням динамічного режиму БТ або рівнянням лінії навантаження (ЛН). Її положення залежить тільки від напруги E_K та опору R_n . Цю лінію будують за двома точками – 1 та 2:

$$1) I_K = 0, \text{ то } U_{KE} = E_K; \quad 2) U_{KE} = 0, \text{ тоді } I_{K \max} = E_K / R_n \quad (4.17)$$

Згадаймо, що коефіцієнт підсилення за напругою схеми СЕ $K_U = \beta R_n / r_{ЕБ}$, тоді виходить, що кут нахилу ЛН, який визначається при постійній напрузі живлення значенням опору R_n , характеризує коефіцієнт підсилення схеми на БТ.

Перетин ЛН і колекторної характеристики при певному струмі бази I_B дає так звану робочу точку (РТ).

Проміжні положення РТ на ЛН (рис. 4.8) визначають можливі значення напруги на колекторі U_{KE} та $U_n = I_K R_n$ – падіння напруги на опорі R_n , а також і сили колекторного струму спокою I_{Kc} в режимі такого сигналу, коли струм бази може змінюватись в межах від I_{B1} до I_{B5} з урахуванням опору навантаження R_n . Будь-якому значенню сили струму бази відповідають цілком певні значення сили струму

колектора $I_{Кс}$ і напруги на колекторі $U_{КЕ}$, що залежать від розміщення точки перетину ЛН з відповідною вольт-амперною характеристикою, тобто від розміщення РТ. Наприклад, РТ на характеристиці з параметром $I_{Б3}$ відповідають напруга на колекторі $U_{КЕ3}$ і струм спокою колектора $I_{Кс3} = U_{КЕ3} / R_{н}$.

Якщо задавати струм бази $I_{Б}$, який в цьому разі називають *струмом зміщення* $I_{зм}$, то можна зміщувати положення РТ на ЛН (ДХ). Постійне значення сили струму бази $I_{зм}$ без наявності вхідного змінного сигналу $U_{вх}$ визначає режим спокою транзистора в підсилювачі. В цьому режимі струм колектора також постійний і саме тому називається *струмом спокою* $I_{К} = I_{Кс}$.

Контрольні запитання

(Гончаренко Б.М., Коновалов К.В., ЕМСТ, с. 49 - 68)

- 4.1. Яка відмінність між статичним та динамічним режимами роботи біполярного транзистора?
- 4.2. Чим відрізняється змінна складова підсилюваного сигналу при статичному режимі?
- 4.3. Що собою являє фізична модель біполярного транзистора?
- 4.4. Що враховує модель Молла-Еберса, а чим припустимо нехтує?
- 4.5. Який режим роботи біполярного транзистора використано при складанні аналітичної моделі? Яка послідовність складання?
- 4.6. Наведіть найпростіший вигляд аналітичної моделі Молла-Еберса. Окресліть галузь застосування.
- 4.7. Наведіть загальні аналітичні вирази статичних вольт-амперних характеристик БТ, ввімкненого за схемою СБ (вихідних та вхідних). Наведіть загальний вигляд експериментальних колекторних вольт-амперних характеристик БТ, ввімкненого за схемою СБ.
- 4.8. Охарактеризуйте і поясніть окремі ділянки вихідних вольт-амперних характеристик БТ, ввімкненого за схемою СБ.
- 4.9. Як на вихідних вольт-амперних характеристиках БТ, ввімкненого за схемою СБ, відображається вплив ефекту модуляції бази? Чому ці ВАХ лінійні і майже горизонтальні?
- 4.10. Що відбувається на межі ділянок режимів вольт-амперних характеристик БТ, ввімкненого за схемою СБ?
- 4.11. Охарактеризуйте вхідні статичні вольт-амперні характеристики для схеми СБ.
- 4.12. Наведіть загальні аналітичні вирази статичних вольт-амперних характеристик для схеми СЕ.
- 4.13. Наведіть загальний вигляд вихідних вольт-амперних характеристик для схеми СЕ. В чому їх відмінність від таких у схемі СБ?
- 4.14. Охарактеризуйте і поясніть окремі ділянки вихідних вольт-амперних характеристик для схеми СЕ.
- 4.15. Поясніть більшу температурну залежність схеми СЕ, ніж схеми СБ.
- 4.16. Охарактеризуйте вхідні статичні вольт-амперні характеристики для схеми СЕ.
- 4.17. Які три групи параметрів біполярного транзистора існують? Де їх переважно застосовують? Які є первинними?
- 4.18. Які системи вторинних параметрів існують стосовно теорії чотириполосників?

- 4.19. Охарактеризуйте систему h -параметрів. Який фізичний зміст вони мають? Чи є вони однаковими для схем СБ та СЕ?
- 4.20. Що відображають довідникові параметри? Чому їх називають експлуатаційними?
- 4.21. Як визначити робочу ділянку на вольт-амперних характеристиках БТ?
- 4.22. Чому біполярний транзистор не можна застосувати без обмежувальних резисторів? Яке їх призначення, крім обмеження?
- 4.23. Чому режим роботи з навантажувальним резистором називають динамічним? Чи залишається в цьому режимі напруга на колекторі постійною?
- 4.24. Як розподіляється напруга живлення в динамічному режимі?
- 4.25. Яке рівняння має лінія навантаження? Що характеризує її кут нахилу?
- 4.26. Наведіть вигляд динамічної характеристики біполярного транзистора, ввімкненого за схемою СЕ.
- 4.27. Що таке робоча точка на лінії навантаження? Що визначають проміжні її положення?
- 4.28. Як можна керувати положенням робочої точки на лінії навантаження?

ЛЕКЦІЯ 5

РОБОЧА ТОЧКА ДИНАМІЧНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ БІПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

5.1. Зміщення робочої точки

Розглянемо найчастіше поширену схему ввімкнення БТ – схему СЕ.

Положення РТ ДХ на ЛН в місці перетину її з кожною з вихідних (колекторних) ВАХ визначається сукупністю постійних струмів бази $I_B = I_{зп}$ і колектора $I_{Кс}$, а також постійною напругою колектора $U_{Кс}$. Іншими словами ЛН є геометричним місцем РТ.

Для підсилення сигналу без спотворень його форми положення РТ вибирають так (рис.5.1), щоб амплітуда вхідного струму не обмежувала напруги підсиленого сигналу на рівні, близькому до напруги живлення E_K або на рівні напруги насичення $U_{нас}$. Тоді підсилення буде відбуватися в лінійному діапазоні без спотворень. Положення РТ вибирають майже на середині ЛН. За цієї умови форма вихідної напруги $U_{вих m}$ (рис.5.1.) відповідно пропорційна формі вхідної напруги $U_{вх}$, як і форма вхідного струму $I_{вм} = f(U_{вх})$ і форма вихідного колекторного струму $I_{Км}$. Проте, якщо зміна вхідного струму $I_{вм}$ за амплітудою перевищує лінійний діапазон (на рис.5.1 криві 2), то навіть при розміщенні РТ на його середині і при синусоїдній формі вхідного сигналу обмеження і спотворення вихідного сигналу відбуваються і на рівні напруги живлення E_K , і на рівні напруги насичення $U_{нас}$. При цьому у вихідній напрузі виникають спотворення і в позитивному (на рівні майже E_K) і в негативному напівперіодах (на рівні $U_{нас}$), а нормальна робота підсилювального каскаду порушується.

Якщо умови вибору РТ на середині лінійного діапазону не виконуються або амплітуда вхідного сигналу його перевищує, то вихідна напруга обмежується (рис. 5.2) ліворуч на рівні $U_{нас}$ або і праворуч на рівні E_K (на рис.5.2 не показано), що спотворює форму, але тепер лише негативного напівперіоду вихідної напруги $U_{вих m}$. З вибору РТ в схемі реального підсилювача для схеми ввімкнення БТ із СЕ маємо додаткові умови. Це, по-перше, ті, що визначають заданий початковий

струм бази $I_{Б0}$, по-друге, ті, що забезпечують подання на базу транзистора двополярного сигналу, тобто зсув нульового рівня вхідного сигналу на рівень РТ, і по-третє, ті, що виключають вплив початкового рівня вхідної напруги $U_{вх} = e_c$ на початковий струм бази $I_{Б0}$. Оскільки заданий струм $I_{Б0}$ зміщує РТ на певне місце на ЛН, то його називають *струмом зміщення* $I_{зм} = I_{Б0}$.

5.2. Робота біполярного транзистора в схемі підсилювального каскаду

В каскаді підсилення напруги змінного струму БТ вмикають за схемою СЕ, як на рис. 5.3. Основними елементами схеми є керований БТ VT , резистор R_K в колекторному ланцюгу і джерело живлення E_K . Вони утворюють основне коло підсилювального каскаду, в якому проходження колекторного струму $I_{Кт}$, модульованого змінним струмом бази $I_{Бт}$, що залежить від $U_{вх} = e_c$, на виході схеми створюється підсилена змінна напруга

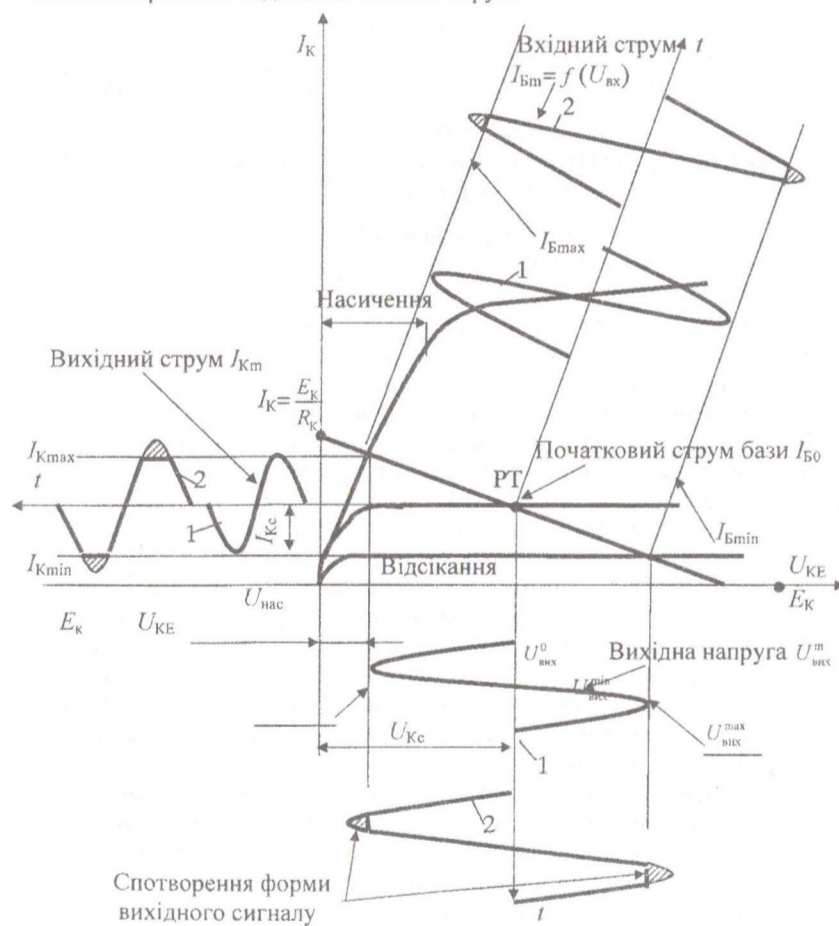


Рис. 5.1. Перетворення підсилюваного сигналу в лінійному діапазоні підсилення

$U_{\text{вих}} = I_{\text{к}} R_{\text{к}}$. Допоміжними є роз'єднувальні конденсатори $C_{\text{р}}$: $C_{\text{р1}}$ пропускає на базу підсилюваний сигнал $U_{\text{вх}}$ і роз'єднує за постійним струмом вхідне коло БТ від джерела вхідного сигналу; $C_{\text{р2}}$ пропускає на навантаження $R_{\text{н}}$ змінну напругу $U_{\text{вих}}$ і затримує сталу складову напруги $U_{\text{кс}}$ на колекторі (роз'єднує каскади підсилення за постійним струмом).

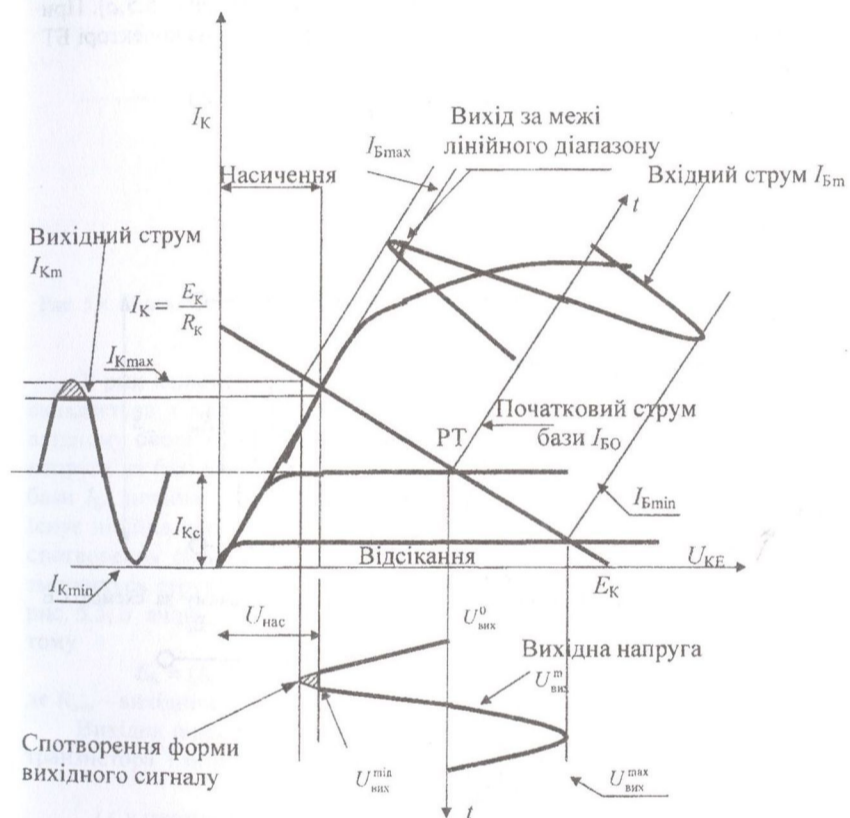


Рис. 5.2. Перетворення сигналу з виходом за межі лінійного діапазону підсилення

Базовий резистор $R_{\text{б}}$ ($R_{\text{зм}}$) при проходженні струму зміщення $I_{\text{зм}} = I_{\text{б0}}$ забезпечує положення РТ в режимі спокою каскаду і струм спокою $I_{\text{кс}} = \beta I_{\text{б0}}$. У разі змінення струму $I_{\text{зм}}$ РТ теж зміщується на одну з вихідних характеристик БТ.

Якщо струм $I_{\text{зм}} = 0$ (наприклад, якщо немає резистора $R_{\text{б}}$ (рис. 5.4,а)), то напруга зміщення між базою та емітером $U_{\text{бє}} = 0$. Тоді на вхідній характеристиці (рис. 5.4,б) зміну в часі сигналу $e_{\text{с}}$ треба відкладати вздовж осі ординат. Внаслідок цього вхідний струм $I_{\text{б}}$ буде проходити у вхідному колі БТ тільки на ділянках, що заштриховані на рисунку, а пропорційна залежність між колекторним і базовим струмами не буде витримуватися ($I_{\text{к}} \neq \beta I_{\text{б}}$), що суттєво спотворить сигнал уже на вході.

У разі наявності резистора R_B (див.рис. 5.3) з таким опором, що забезпечує положення РТ на середині лінійного діапазону, при $e_c = 0$ встановлюється такий струм спокою колектора $I_K = I_{Kc} = f(I_{зм})$, що зумовлює розподілення напруги живлення між БТ (U_{Kc}) і R_K ($U_{Rc} = I_{Kc} R_K$), тобто

$$E_K = U_{Kc} + I_{Kc} R_K \quad (5.1)$$

РТ зміщується на лінійну ділянку вхідної характеристики (рис. 5.5,а). При $e_c = 0$ напруга вихідного сигналу $U_{вих} = 0$, тому що напруга U_{Kc} на колекторі БТ (перед конденсатором C_{p2}) постійна.

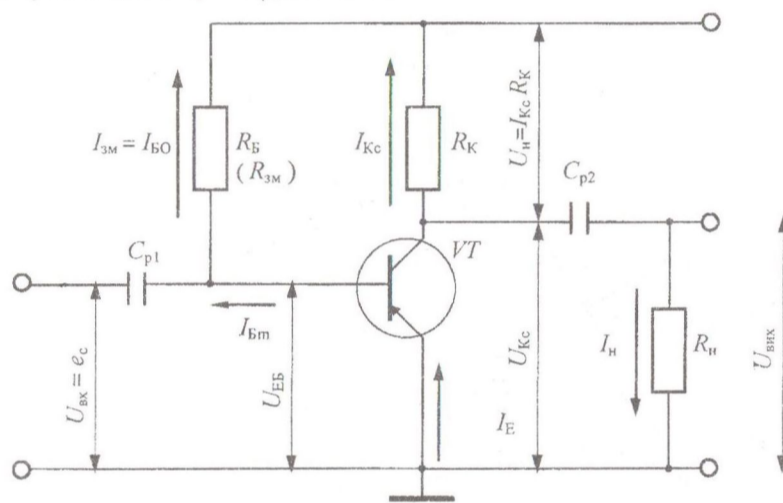
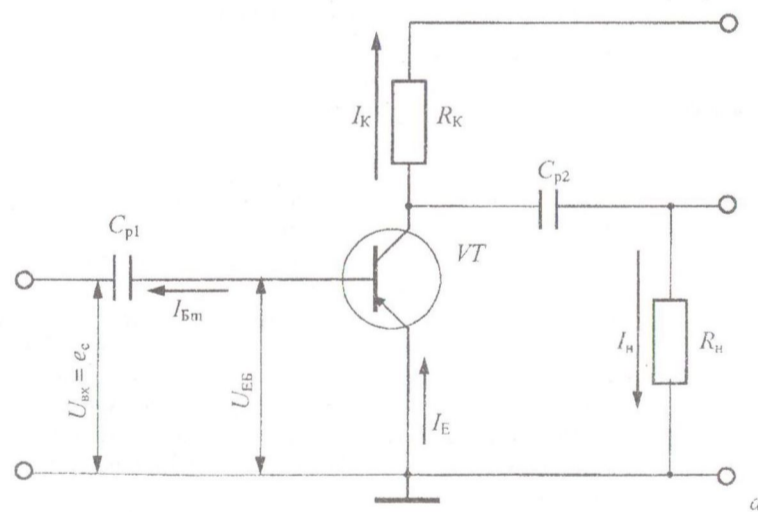


Рис. 5.3. Схема підсилення напруги на біполярному транзисторі, ввімкненому за схемою СЕ



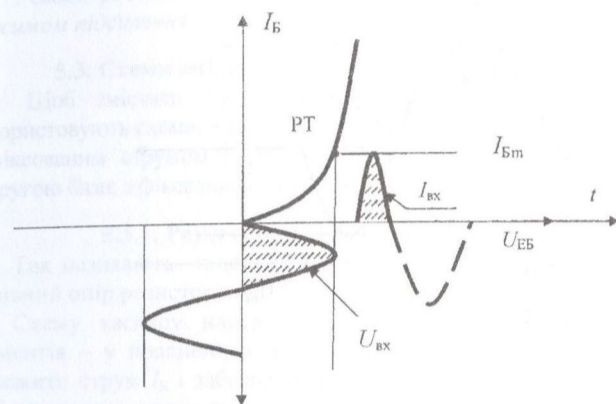


Рис. 5.4. Підсилювальний каскад за схемою СЕ без кола зміщення (а) та (б) – вхідна вольтамперна характеристика біполярного транзистора

У разі подання на вхід каскаду сигналу $U_{вх} = e_c$ (рис. 5.5,а) він алгебраїчно складається з напругою зміщення $U_{зм}$, що являє собою падіння напруги на вхідному опорі транзистора від проходження струму зміщення ($U_{зм} = I_{зм} \cdot R_{вх}$), і напруга на базі стає пульсуючою: $U_{вх} = -e_c + U_{зм}$. У цьому разі вхідний струм бази $I_{Бт}$ починає змінюватися відносно струму $I_{Б0}$ у межах від $I_{Бт\min}$ до $I_{Бт\max}$. Існує лінійна пропорційність між напругою $U_{вх}$ і струмом $I_{Бт}$ на вході БТ без спотворення сигналу. Із змінням струму бази $I_{Бт}$ (рис. 5.5,б) пропорційно змінюється струм колектора $I_{Кт}$, що відповідає сигналу e_c , тому що $I_K = \sim I_B$. З рис. 5.5, а видно, що $I_B = I_{Б0} \pm I_{Бт}$, а з рис. 5.5, б – $I_K = I_{Кс} \pm I_{Кт}$, тому

$$E_K = (I_{Кс} \pm I_{Кт})R_{вх} + (I_{Кс} - I_{Кт})R_K = U_K + I_{Кт}R_{вх} + I_{Кс}R_K - I_{Кт}R_K,$$

де $R_{вх}$ – вихідний опір БТ.

Вихідна підсилена напруга каскаду дорівнює змінній напрузі на колекторі транзистора і знімається через роз'єднувальний конденсатор $C_{р2}$:

$$U_{вих т} = U_{Кт} = \pm I_{Кт}R_K, \quad (5.2)$$

і є у протифазі з вхідним сигналом e_c .

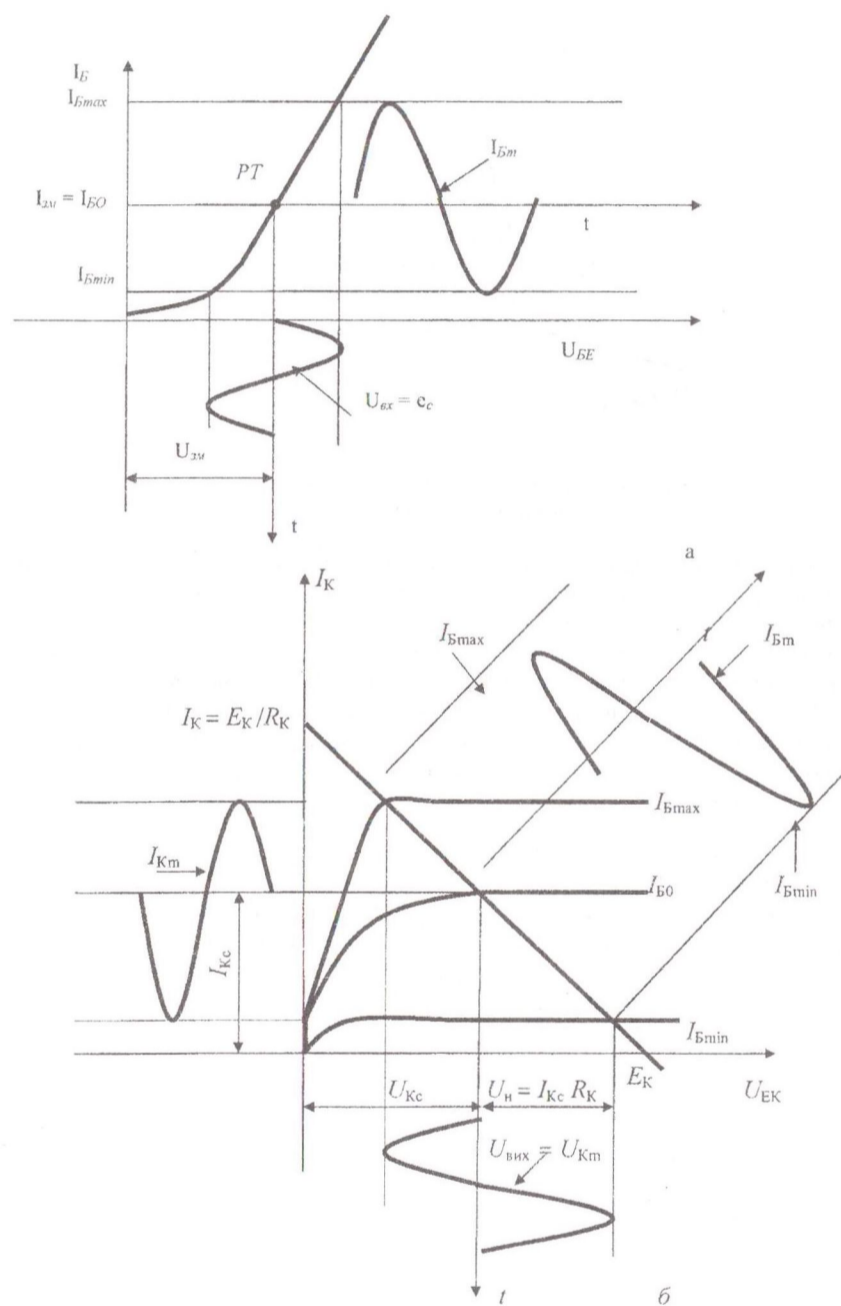


Рис. 5.5. Вхідна (а) та вихідні (б) вольт-амперні характеристики біполярного транзистора в підсилювальному каскаді СЕ при зміщенні

Режим роботи БТ в підсилювальному каскаді називають *активним* або *режимом підсилення*.

5.3. Схеми зміщення робочої точки в каскаді за схемою СЕ

Щоб змістити РТ на характеристиці БТ в каскадах підсилення СЕ, використовують схеми: з фіксованим струмом бази (схема з незалежним зміщенням); з фіксованим струмом бази та колекторною термостабілізацією; з фіксованою напругою бази; з фіксованою напругою бази та емітерною термостабілізацією.

5.3.1. Резистивний каскад з незалежним зміщенням

Так називають підсилювальний каскад на БТ, у якому навантаженням є активний опір резистора.

Схему каскаду наведено на рис. 5.3, а призначення його основних елементів – у поясненнях до нього. Опір резистора R_K вибирають, щоб не обмежити струм I_K і забезпечити потрібне підсилення, а ЛН на вихідних ВАХ щоб проходила нижче від допустимих для БТ значень U_{Kmax} , I_{Kmax} та P_{Kmax} і щоб забезпечувалася лінійна залежність $I_K \sim I_B$. Опір R_K звичайно буває порядку декількох кілоомів.

Роз'єднувальний конденсатор C_{p1} унеможливає проходження в колі підсилюваного сигналу e_c постійного струму від джерела живлення E_K , що впливало б на режим джерела сигналу і на режим роботи БТ. Вихідний роз'єднувальний конденсатор C_{p2} забезпечує передавання тільки змінної складової підсиленого сигналу з колектора БТ на навантаження каскаду R_n .

Резистор $R_{зм}$ в колі бази забезпечує режим спокою каскаду, коли немає вхідного сигналу e_c через положення РТ майже на середині ЛН.

Процес підсилення сигналу в каскаді відображається таким взаємозв'язком. Коли збільшується змінна складова e_c , то струм бази I_{Bm} також зростає, як і пропорційний йому струм колектора I_{Km} , внаслідок чого збільшується падіння напруги від цього струму на опорі R_K (тобто $I_{Km}R_K$). Це зумовлює зниження напруги на колекторі U_{Km} , тому що $U_{Km} = E_K - I_{Km}R_K$, яке через конденсатор C_{p2} сприймається як зниження вихідної напруги каскаду $U_{вих m}$ (протилежне за фазою до збільшення вхідного сигналу e_c). Із зменшенням e_c всі величини у тому ж взаємозв'язку змінюються на протилежні.

У стані спокою каскаду ($e_c = 0$) є очевидним :

$$E_K = U_{R5} + U_{BE} = I_{B0}R_B + I_{B0}R_{вх} = I_{B0}(R_B + R_{вх}),$$

звідки

$$I_{B0} = E_K / (R_B + R_{вх}) \sim E_K / R_B. \quad (5.3)$$

Струм зміщення бази $I_{B0} = I_{зм}$ залежить від сталих величин E_K та R_B , і є незалежним від вихідних параметрів схеми, проте у БТ він дуже залежить від температури, як і колекторний струм спокою I_{Kc} . Якщо немає стабілізації цього струму I_{Kc} , то його температурні зміни можуть спричинити зсув РТ до нелінійних ділянок та до спотворення форми вихідного сигналу $U_{вих m}$ (особливо в разі збільшення амплітуди вхідного сигналу e_c). Тому недоліком схеми є порушення режиму спокою в разі змінення температури. Щоб забезпечити $I_{Kc} = \text{const}$ (стабільне положення РТ), треба було б змінювати опір

R_B пропорційно температурі. Проте схема має мінімум резисторів, мале споживання струму та простоту.

5.3.2. Резистивний каскад з колекторною термостабілізацією

Його утворюють (рис. 5.6), приєднавши резистор зміщення (на рисунку $R_B = R_{B1} + R_{B2}$) до колектора, напруга на якому є функцією вихідного струму $U_K = f(I_{Kc})$, а не до джерела живлення $E_K = \text{const}$, як у попередній схемі. Таким чином створюється так званий від'ємний зворотний зв'язок – вплив виходу каскаду на його вхід. Через опір резистора R_B вихідна напруга з колектора БТ впливає на струм зміщення $I_{зм}$. Напруга зворотного зв'язку подається на базу від колектора, тому така стабілізація РТ називається *колекторною*. Тепер з підвищенням температури зростають струм зміщення $I_{зм} = I_{B0}$ і колекторний струм I_{Kc} , що зсуває РТ,

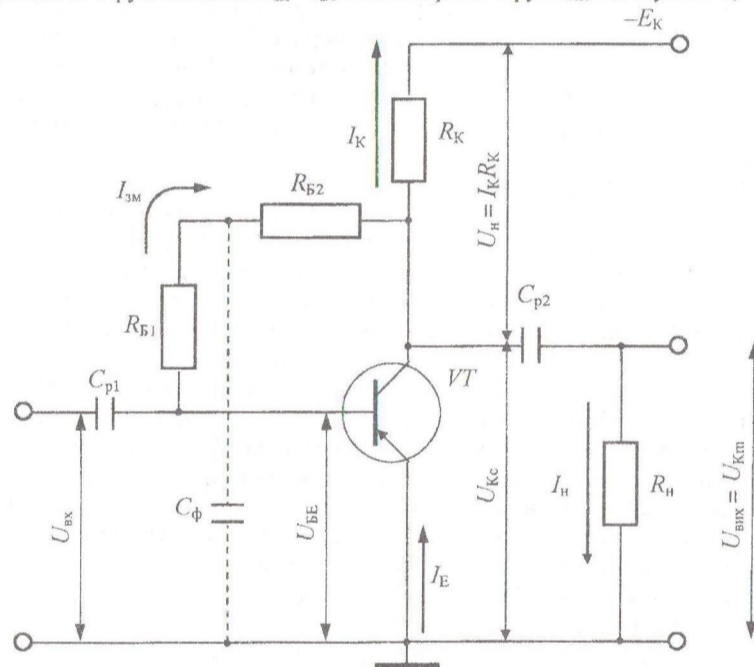


Рис. 5.6. Колекторна термостабілізація в підсилювальному каскаді а колекторна напруга U_{Kc} знижується, тому що, $U_K = E_K - I_{Kc}R_K$. Зниження потенціалу бази U_{BE} , зменшує струм бази $I_{B0} = I_{зм}$ і колекторний струм I_{Kc} , який повертає РТ в задане вихідне положення.

Одночасно з стабілізацією РТ послаблюється негативним зворотним зв'язком підсилення корисного сигналу (змінної складової). Щоб усунути це використовують Т-подібний RC -фільтр, який змінну складову колекторної напруги через ємність $C_Ф$ і не допускає її на базу транзистора. Конденсатор $C_Ф$ фільтра має реактивний опір $X_Ф$ для змінної складової значно менший від опору R_{B1} .

$$C_{\phi} = \frac{10 \dots 20}{2\pi f_H R_B}, \quad (5.4)$$

де f_H – найнижча частота підсилюваної напруги.
Струм зміщення

$$I_{3M} = \frac{E_K - I_K R_K}{R_B} = \frac{U_K}{R_B}. \quad (5.5)$$

У схемі каскаду з колекторною термостабілізацією РТ струм зміщення I_{3M} визначається вихідною напругою U_K , яка залежить від струму спокою I_{Kc} , тобто $U_K = f(I_{Kc})$. З ростом температури зростає I_{Kc} і падає U_K , тому що $U_K = E_K - I_{Kc} R_K$. Тобто за формулою (5.5) зменшується струм зміщення I_{3M} , а це відповідно до залежності $I_K \sim I_B$ зумовлює зменшення струму I_{Kc} . Наявність негативного зворотного зв'язку стабілізує струм спокою та положення РТ порівняно з схемою з незалежним зміщенням.

5.3.3. Резистивний каскад з фіксованою напругою бази

Це підсилювальний каскад за схемою СЕ (рис.5.7), у якому базу БТ під'єднано до спільної точки подільника напруги R_{B1}, R_{B2} , по якому тече струм подільника I_{Π} . R_{B1}, R_{B2} – плечі подільника задають постійну напругу на базі в режимі спокою каскаду. Колекторний струм спокою I_{Kc} визначається заданим струмом зміщення бази I_{3M} . Резистор R_{B2} забезпечує початкову напругу зміщення на базі $U_{3M} = U_{BE} = I_{\Pi} R_{B2} = \text{const}$. Резистори подільника ввімкнено послідовно за постійним струмом, але паралельно за змінним, тому що внутрішній опір джерела живлення для змінної складової дуже малий. Опори цих резисторів визначаються співвідношеннями

$$R_{B1} = \frac{E_K - U_{BE}}{I_{\Pi} + I_{3M}}; R_{B2} = \frac{U_{BE}}{I_{\Pi}}, \quad (5.6)$$

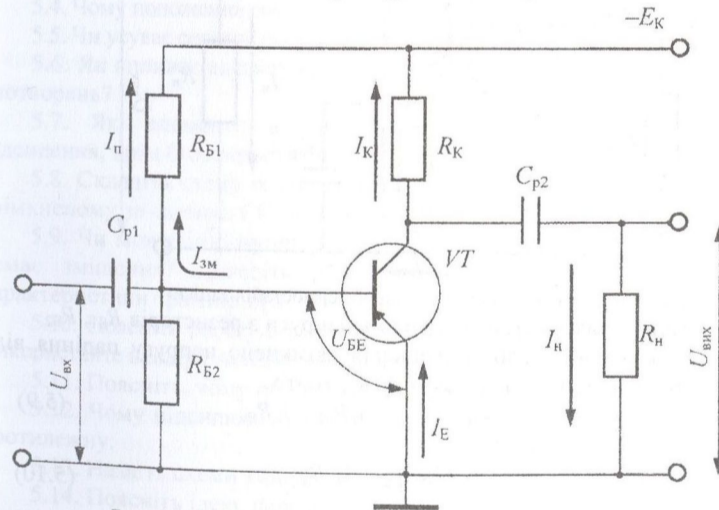


Рис 5.7. Каскад з фіксованою напругою на базі біполярного транзистора

Для забезпечення фіксованої напруги на базі біполярного транзистора треба, щоб $I_{\pi} \gg I_{зм}$, звичайно $I_{\pi} = (2 \dots 5) I_{зм}$. Крім того, треба, щоб $R_{Б2}$, а отже і подільник мали великий опір (декілька кілоомів), аби не шунтувати вхідний опір $R_{вх}$ транзистора за змінною складовою. Спільний опір подільника має перевищувати вхідний опір $R_{вх}$ транзистора, тобто

$$\frac{R_{Б1} R_{Б2}}{R_{Б1} + R_{Б2}} \gg R_{вх}. \quad (5.7)$$

Струм зміщення

$$I_{зм} = U_{БЕ} / R_{вх}. \quad (5.8)$$

не залежить від вихідних (I_K або U_K) параметрів каскаду, а лише від опору плечей подільника та вхідного опору БТ. Тому суттєвим недоліком цієї схеми є залежність її параметрів від температури з причин, що були наведені раніше.

5.3.4. Резистивний каскад з емітерною термостабілізацією

Щоб зменшити вплив температури на РТ в каскаді з фіксованою напругою бази, в коло емітера БТ вмикають резистор R_E , а це потребує відповідного підвищення напруги живлення E_K колекторного кола. У колі бази, як і раніше, для створення початкової напруги зміщення $U_{зм} = U_{БЕ} - E_K$

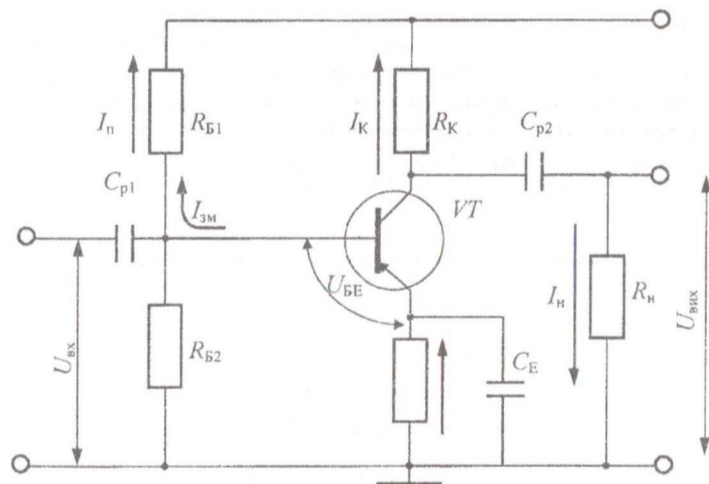


Рис. 5.8. Схема каскаду з емітерною термостабілізацією між базою та емітером використано подільник напруги з резисторів $R_{Б1}$, $R_{Б2}$. Тепер назустріч фіксованій напрузі зміщення ввімкнено напругу падіння від проходження струму емітера I_E по резистору R_E , тобто

$$U_{БЕ} = I_{зм} R_{вх} = U_{R_{Б2}} - U_{R_E} = I_{\pi} R_{Б2} - I_E R_E, \quad (5.9)$$

звідки для струму зміщення справедливо

$$I_{зм} = \frac{U_{БЕ}}{R_{вх}} = \frac{I_{\pi} R_{Б2} - I_E R_E}{R_{вх}}. \quad (5.10)$$

Отже, струм зміщення стає функцією струму I_E , що майже дорівнює вихідному струму колектора I_{Kc} .

За наявності резистора R_E із зростанням емітерного струму $I_E = (I_K + I_E)$ від підвищення температури зростає падіння напруги $I_E R_E$ на резисторі R_E . Це знижує потенціал бази U_{BE} (5.9) і зменшує струми I_E та I_{Kc} , що повертає робочу точку в попереднє положення.

Якщо резистор R_E не зашунтувати конденсатором C_E , то на ньому створюється падіння напруги ще й від змінної (підсиленої) складової емітерного струму I_{Em} . Це падіння напруги зменшує вхідний сигнал:

$$U_{BEm} = e_c - I_{Em} R_E, \quad (5.11)$$

а отже і його загальне підсилення у каскаді. Це явище також, як і при колекторній стабілізації, називають негативним зворотним зв'язком, але тепер уже за змінною складовою струму. Щоб його послабити, резистор R_E шунтують конденсатором C_E . Ємність конденсатора добирають такою, щоб для всіх частот підсилюваної напруги його опір був би набагато меншим за опір R_E .

$$C_E = \frac{10 \dots 20}{2\pi f_n R_E}. \quad (5.12)$$

Недоліком емітерної термостабілізації РТ є необхідність підвищення напруги живлення колекторного кола, але стабільність каскаду виходить більшою, ніж при колекторній термостабілізації.

Контрольні запитання

(Гончаренко Б.М., Коновалов К.В., ЕМСТ, с. 70 - 83)

- 5.1. Чому виникає потреба зміщення робочої точки на характеристиках біполярного транзистора в схемах підсилювачів?
- 5.2. Де завжди залишається РТ при зміщенні?
- 5.3. Від чого залежить положення робочої точки? Яке з положень є оптимальним?
- 5.4. Чому положення робочої точки вибирають на середині лінії навантаження?
- 5.5. Чи усуває середнє положення робочої точки можливі спотворення сигналу?
- 5.6. Як впливає амплітуда підсилюваного сигналу на наявність нелінійних спотворень?
- 5.7. Які елементи в підсилювальному каскаді забезпечують умови підсилення, крім біполярного транзистора і R_n ?
- 5.8. Складіть схему підсилювального каскаду на біполярному транзисторі, ввімкненому за схемою СЕ. Яке призначення складових елементів?
- 5.9. Чи може біполярний транзистор здійснити належне підсилення, якщо немає зміщення? Доведіть думку за допомогою вхідної вольт-амперної характеристики транзистора.
- 5.10. Поясніть роботу біполярного транзистора в каскаді за умови зміщення. Використайте вхідну і вихідну вольт-амперні характеристики транзистора.
- 5.11. Поясніть, чому підсилюється саме змінна складова напруги на вході.
- 5.12. Чому підсилювальний каскад змінює фазу підсилюваного сигналу на протилежну.
- 5.13. Назвіть схеми зміщення робочої точки в каскаді СЕ.
- 5.14. Поясніть ідею, переваги та недоліки незалежного зміщення.

- 5.15. Наведіть ланцюжок впливів температури на положення робочої точки через зміни струмів та напруг при незалежному зміщенні.
- 5.16. Як здійснюється термостабілізація при незалежному зміщенні? Чи дійсно температура стає стабільною?
- 5.17. Поясніть ідею та реалізацію колекторної термостабілізації, попередньо склавши відповідну схему, де вона здійснюється.
- 5.18. Що треба розуміти під зворотним зв'язком за сталою та змінною складовими при колекторній термостабілізації? Як розділяють їхні впливи?
- 5.19. Наведіть ланцюжок впливу температури на положення робочої точки через зміни струмів та напруг при колекторній термостабілізації.
- 5.20. Як добирають ємність фільтра при колекторній термостабілізації? Чи завжди фільтр обов'язковий?
- 5.21. Поясніть ідею, переваги та недоліки каскаду з фіксованою напругою бази. Які вимоги до плечей подільника напруги? Від чого залежить струм зміщення?
- 5.22. Наведіть ланцюжок впливів температури струми та напруги при фіксованій напрузі бази. Складіть відповідну схему.
- 5.23. Як здійснюється термостабілізація режиму при фіксованій напрузі бази? Складіть відповідну схему.
- 5.24. Наведіть ланцюжок впливу температури на положення робочої точки через зміни струмів та напруг при емітерній термостабілізації.
- 5.25. Як порушується зворотний зв'язок за змінною складовою сигналу при емітерній термостабілізації? Чи завжди це потрібно?
- 5.26. Які недоліки та переваги має емітерна термостабілізація порівняно з колекторною?

ЛЕКЦІЯ 6 МІЖКАСКАДНИЙ ЗВ'ЯЗОК В БАГАТОКАСКАДНИХ ПІДСИЛЮВАЧАХ

Каскадом вважають найпростішу функційно завершену схему, подальший поділ якої є недоцільним. *Каскадуванням* є послідовне з'єднання каскадів відповідно до мети міжкаскадного зв'язку (інтерфейсу).

6.1. Еквівалентна схема міжкаскадного зв'язку

Щоб забезпечити потрібне значення коефіцієнта підсилення сигналу, застосовують багатокаскадні підсилювачі (рис.6.1). Їх створюють послідовним з'єднанням окремих каскадів (каскадуванням). При такому з'єднанні вхідний опір кожного наступного каскаду є навантаженням попереднього, а вихідний сигнал кожного каскаду є вхідним для наступного.

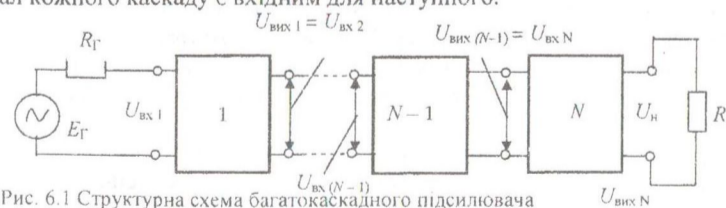


Рис. 6.1 Структурна схема багатокаскадного підсилювача

Коефіцієнт підсилення за напругою багатокаскадного підсилювача є добутком коефіцієнтів підсилення кожного із складових каскадів:

$$K_U = \frac{U_H}{E_{\Gamma}} = \frac{U_{\text{вих}1}}{U_{\text{вх}1}} \cdot \frac{U_{\text{вих}2}}{U_{\text{вх}2}} \cdot \dots \cdot \frac{U_{\text{вих}(N-1)}}{U_{\text{вх}(N-1)}} \cdot \frac{U_{\text{вих}N}}{U_{\text{вх}N}} = K_{U_1} \cdot K_{U_2} \cdot \dots \cdot K_{U_{N-1}} \cdot K_{U_N} \quad (6.1)$$

Призначенням ланцюгів зв'язку між каскадами є передача на навантаження кожного каскаду змінної складової струму або напруги (підсиленого сигналу) з мінімальними втратами і спотвореннями, а також розподіл сталої (режимної) та змінної (корисної) складових сигналу, виключаючи схеми з безпосереднім зв'язком каскадів. Характер МЗ впливає на передачу сигналу.

У багатокаскадному підсилювачі каскади з'єднують за допомогою конденсатора, трансформатора або безпосередньо. Сучасні підсилювачі в інтегральному виконанні мають безпосередній зв'язок між каскадами. Лише у вузькосмугових підсилювачах радіочастоти зв'язок здійснюють через трансформатори, обмотки яких входять у коливальні контури. Окремий конденсатор для МЗ застосовують у підсилювачах звукової і високої частот. Найбільшого поширення у підсилювачах напруги змінного струму набув ємнісний МЗ.

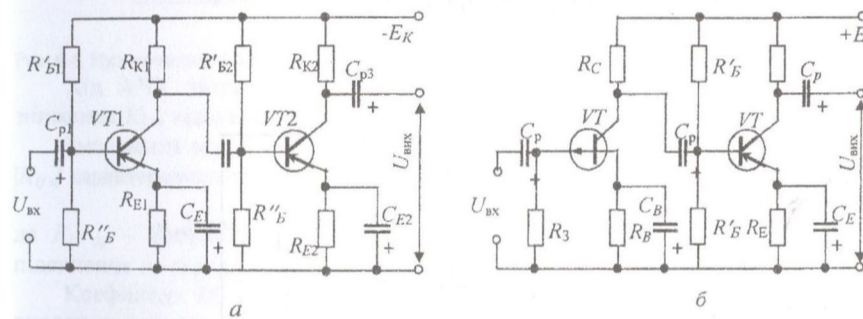


Рис. 6.2. Схеми транзисторних підсилювачів з ємнісним міжкаскадним зв'язком

Типові схеми транзисторних підсилювачів з ємнісним зв'язком між каскадами наведено на рис. 6.2. Схема на рис. 6.2,а є з'єднанням двох каскадів на БТ, а на рис. 6.2,б – з'єднанням уніполярного транзистора (VT1) в першому каскаді завдяки його високому входньому опору і низькому рівню власних шумів та БТ (VT2) — у другому.

У разі змінення частоти вхідного сигналу вихідна напруга багатокаскадного підсилювача змінює не тільки свою амплітуду, а й фазу. Це відбувається внаслідок того, що в схемі його є конденсатори зв'язку (C_p) і ємності схемних елементів, а параметри транзисторів залежать від частоти. Тому коефіцієнт підсилення за напругою є комплексною величиною, що визначається модулем його $|K_U|$ і кутом фазового зсуву φ вихідної синусоподібної напруги підсилювача відносно вхідної. Залежність модуля коефіцієнта підсилення за напругою від частоти називають *амплітудно-частотною характеристикою* (АЧХ) підсилювача, а залежність кута фазового зсуву φ від частоти — його *фазо-частотною характеристикою* (ФЧХ). За виглядом АЧХ та ФЧХ визначають особливості властивостей підсилювачів на різних частотах.

Щоб проаналізувати частотні характеристики, діапазон робочих частот, тобто використаних при реалізації підсилювача, умовно поділяють на три майже рівні частини: низьких, середніх та високих частот.

Розглянемо особливості АЧХ підсилювача з ємнісним МЗ. Для цього на прикладі зв'язку першого та другого каскадів (рис. 6.2,а) складемо повну (для всього діапазону частот) еквівалентну схему (рис. 6.3).

На еквівалентній схемі БТ VT1 замінює його T-подібна еквівалентна схема (r_E, r_B, r_K, C_K і βI_B). Резистор $R_{вх.н}$ є вхідним опором другого каскаду, конденсатор $C_{вх.м}$ — повною ємністю, що навантажує перший каскад: $C_{вх.м} = C_{вх.н} + C_M$, де $C_{вх.н}$ — вхідна ємність другого каскаду, а C_M — сумарна монтажна ємність схеми. Резистори бази $R'_{Б1}$ та $R''_{Б1}$, що з'єднанні через джерело живлення паралельно за змінною складовою, замінені еквівалентним опором R_B .

Ємності розподільних конденсаторів C_{p1} та C_{p2} ввімкнено послідовно до входу та виходу кожного каскаду (і до сигналу, що підсилюється), а ємності C_K, C_{E1} та $C_{вх.м}$ — паралельно до різних елементів схеми. Тому і вплив цих порізному ввімкнених ємностей на вихідну напругу підсиленого сигналу різний на різних частотах і залежить від виду вмикання.

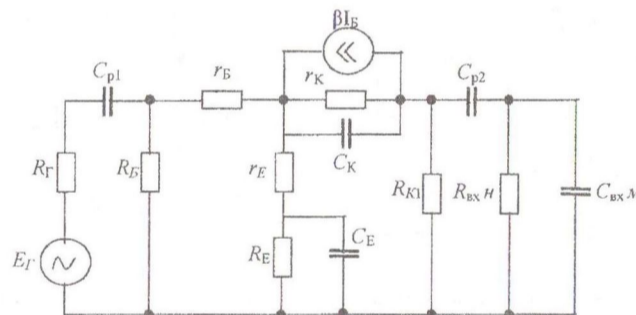


Рис. 6.3. Повна еквівалентна схема підсилювального каскаду

6.2. Низькочастотні характеристики зв'язку між каскадами

Із зниженням частоти сигналу ємнісний опір $X_{C_p} = 1/(2\pi f C_p)$ розподільних конденсаторів зростає і вплив їх на схему збільшується. Водночас вплив малих ємностей C_K і $C_{вх.м}$ на низьких частотах незначний, тому що ємнісні опори їх, що ввімкнені паралельно до елементів, значно більші, ніж опір шунтованих елементів. Ємність конденсатора C_{E1} завжди вибирають значною, тому навіть на низьких частотах ємнісний опір $X_{C_E} = 1/(2\pi f C_E)$ значно менший від опору R_E , і падіння змінної напруги на паралельному ланцюжку $R_E C_E$ нехтовно мале.

Еквівалентна схема каскаду на низьких частотах має вигляд, як на рис. 6.4,а і з ємностей містить тільки послідовні розподільні конденсатори C_p , які і впливають на її роботу.

У міру зниження частоти погіршується провідність міжкаскадних конденсаторів. Від падіння напруги на їх опорах зменшується напруга сигналів,

що надходять на наступні каскади з виходів попередніх. Це призводить до зниження коефіцієнта підсилення на низьких частотах.

Вплив конденсаторів C_p є причиною того, що в підсилювачах з ємнісними міжкаскадними зв'язками коефіцієнт підсилення K_U прямує до нуля в разі зниження до нуля частоти сигналу, тому АЧХ підсилювача теж спадає.

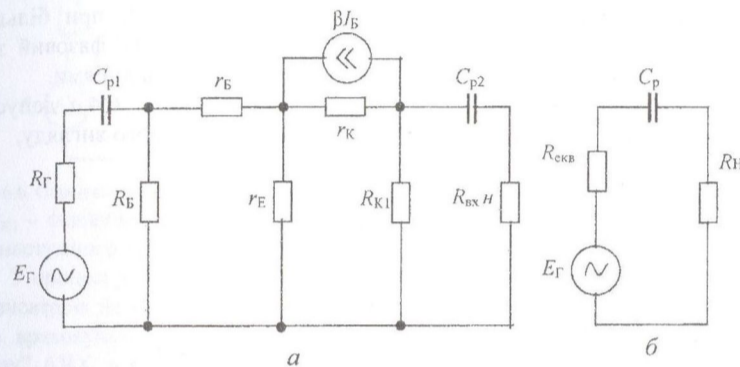


Рис. 6.4. Низькочастотні еквівалентні схеми підсилювального каскаду: *a* – повна; *б* – спрощена
Хід АЧХ залежить від ємності C_p , і при більших значеннях ємності зниження K_{U_n} відбувається при нижчих частотах.

Зменшення модуля коефіцієнта підсилення за напругою на низьких частотах $|K_{U_n}|$ характеризується коефіцієнтом частотних спотворень підсилювача

$$M_n = K_{U_{cp}} / K_{U_n} \quad (6.2)$$

де $K_{U_{cp}}$ – коефіцієнт підсилення підсилювача, тобто добуток коефіцієнтів підсилення на середніх частотах, на яких опір $X_C = 1/(2\pi fC) = 0$.

Коефіцієнт M_n є добутком коефіцієнтів $M_{n_{ci}}$ частотних спотворень, що вносяться кожним з каскадів у підсилювачі:

$$M_n = M_{n_{c1}} M_{n_{c2}} \dots M_{n_{cn}} \quad (6.3)$$

При розрахунку підсилювача на потрібну ділянку низьких частот визначальним параметром є нижча частота смуги пропускання $f_{н.см}$, на якій коефіцієнт $M_n = M_{н.см}$. Для підсилювачів звукової частоти зазвичай його беруть $M_{н.см} = \sqrt{2}$.

Наявність конденсаторів у схемі спричинює також фазо-частотні спотворення, що відображаються на ФЧХ. На середніх частотах, де нехтуємо впливом конденсаторів, зсув за фазою вихідної напруги відносно вхідної можливий для каскадів СЕ та СБ на величину $n\pi$, де n – кількість каскадів, що зсувають фазу на 180° , оскільки схеми СК фазу сигналу не повертають.

Вхідна напруга кожного каскаду на низьких частотах створюється ємнісним струмом, що проходить через C_p , і напруга має випереджальний зсув відносно вихідної напруги попереднього каскаду. Кут фазового зсуву вихідної напруги підсилювача відносно вхідної дорівнює сумі кутів фазових зсувів від усіх конденсаторів у схемі:

$$\varphi_n = \varphi_{n_{cp1}} + \varphi_{n_{cp2}} + \varphi_{n_{e1}} + \varphi_{n_{e2}} + \varphi_{n_{cp3}} + \dots \quad (6.4)$$

Відповідний вигляд АЧХ та ФЧХ для низьких частот показано на рис. 6.5 суцільними лініями.

Кут фазового зсуву в підсилювачі, від конденсатора C_{p2} , прямує до $\varphi_n \rightarrow \pi/2$ за умови $f \rightarrow 0$. Для частоти сигналу, при якій $M_n = \sqrt{2}$, кут фазового зсуву складає $\varphi_n = \pi/4$.

Враховання впливу усіх інших ємностей дає спад АЧХ при більших значеннях частоти, що скорочує смугу пропускання і збільшує фазовий зсув відповідно до виразу (6.4). Це показано на рис. 6.5 штриховими лініями.

Низькочастотна еквівалентна схема підсилювача на рис. 6.4,а допускає подальше спрощення і в решті трансформується до найпростішого вигляду,

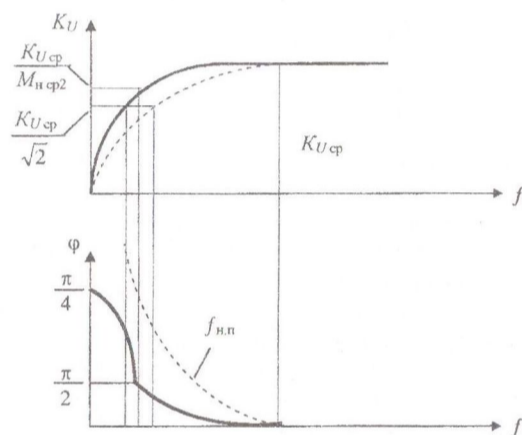


Рис. 6.5. Амплітудно-частотна і фазо-частотна характеристики підсилювача на низьких частотах показаного на рис. 6.4,б. Тоді стала часу ланцюга ємнісного міжкаскадного зв'язку на низьких частотах складає

$$\tau_n = C_p (R_{\text{екв}} + R_n). \quad (6.5)$$

6.3. Високочастотні характеристики зв'язку між каскадами

З підвищенням частоти підсилюваного сигналу і переходом на ділянку середніх частот ємнісні опори $X_{\text{ср}} = 1/(2\pi f_{\text{ср}} C_p)$ зменшуються і падінням напруги сигналу на них вже можна знехтувати. Опори ж малих ємностей C_k та $C_{\text{вх}n}$ залишаються ще досить великими і ще не впливають на вигляд АЧХ. Тому еквівалентна схема для діапазону середніх частот не містить реактивних елементів (рис. 6.6), а коефіцієнт $K_{U_{\text{ср}}}$ має найбільше значення, яке майже не змінюється на середніх частотах, де на АЧХ відсутній спад. На еквівалентній схемі позначено $R_n = R_{k1} R_{\text{вх}n} / (R_{k1} + R_{\text{вх}n})$,

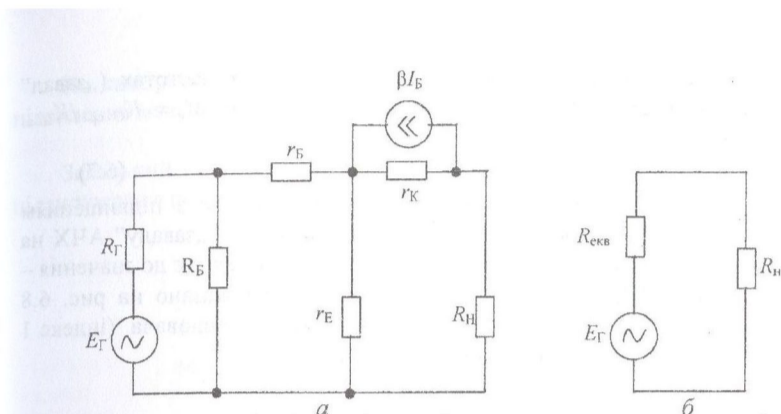


Рис. 6.6. Середньочастотні еквівалентні схеми підсилювального каскаду: а – повна, б – спрощена де $R_{К1}$ – еквівалентний опір колектора першого каскаду; $R_{вх.н}$ – еквівалентний опір наступного каскаду.

У процесі роботи підсилювача на високих частотах, коли вплив розподільних конденсаторів не проявляється, а опори малих ємностей C_K та $C_{вх.м}$ зменшуються, треба враховувати падіння напруги сигналу на них. Це знову призводить до „завалу” АЧХ, а еквівалентна схема набуває вигляду, як на рис. 6.7. Зменшення коефіцієнта K_{U_b} на високих (індекс „в”) частотах зумовлюється шунтвальною дією ємностей $C_{K(CE)}$ та зниженням коефіцієнтів підсилення β БТ.

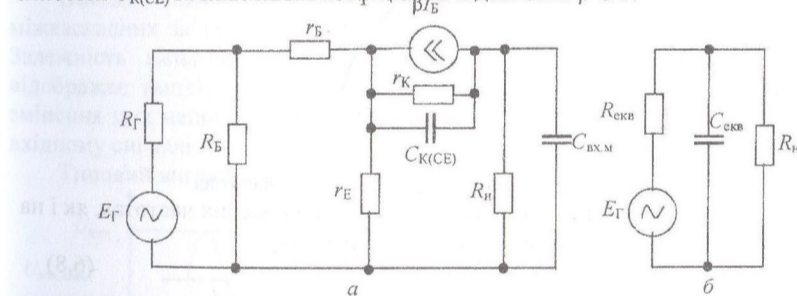


Рис. 10.7. Високочастотні еквівалентні схеми підсилювального каскаду: а – повна; б – спрощена Із зростанням частоти на властивостях схем на транзисторах позначається швидкість руху носіїв заряду, яка стає сумірною з довжиною хвилі сигналу, а також різниця у швидкості руху електронів та дірок. Тому струм колектора I_K відносно заданого значення сили струму емітера I_E з підвищенням частоти зменшується за модулем і запізнюється за фазою, тому що коефіцієнти $\alpha_0 = I_K/I_E$ і $\beta_0 = \alpha_0 / (1 - \alpha_0)$ стають частотнозалежними і комплексними.

Тому і з огляду на вплив ємності $C_{K(CE)}$ створюється відстаючий фазовий зсув вихідної напруги відносно вхідної.

Після подальшого спрощення високочастотна еквівалентна схема набуває вигляду, як на рис. 6.7,б, згідно з якою вираз еквівалентної сталої часу ланцюга ємнісного міжкаскадного зв'язку на високих частотах має бути таким:

$$\tau_v = (R_{екв} R_H / R_{екв} + R_H) C_{екв}. \quad (6.6)$$

Зменшення коефіцієнта підсилення $K_{U_{\text{в}}}$ на високих частотах („завал“ АЧХ) характеризується коефіцієнтом частотних спотворень $M_{\text{в}} = K_{U_{\text{сп}}} / K_{U_{\text{в}}}$, який визначається ще й як

$$M_{\text{в}} = \sqrt{1 + (\omega \tau_{\text{в}})^2}, \quad (6.7)$$

Згідно з (6.7) коефіцієнт частотних спотворень зростає з підвищенням частоти, що якраз і відповідає зменшенню коефіцієнта $K_{U_{\text{в}}}$ і „завалу“ АЧХ на високих частотах. При цьому кут фазового зсуву в каскаді прямує до значення $-\pi/2$. Вигляд АЧХ та ФЧХ каскаду для високих частот показано на рис. 6.8 суцільною лінією, а штриховою – для багатокаскадного підсилювача (індекс 1 стосується першої гармонічної складової сигналу).

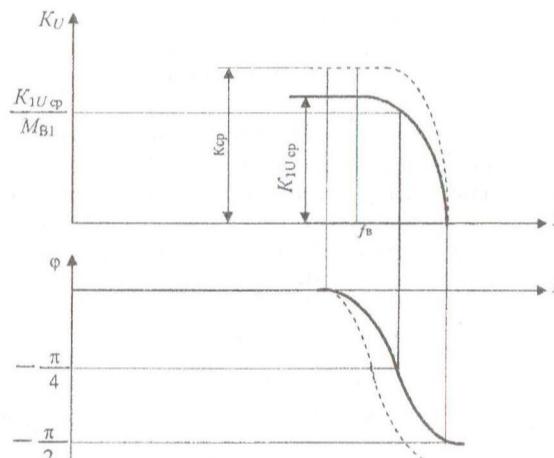


Рис. 6.8. АЧХ та ФЧХ підсилювача на високих частотах

Для нього коефіцієнт частотних спотворень $M_{\text{в}}$ на високих частотах, як і на низьких, дорівнює добутку коефіцієнтів кожного каскаду

$$M_{\text{в}} = M_{\text{в1}} M_{\text{в2}} \dots M_{\text{вN}}, \quad (6.8)$$

а кут $\varphi_{\text{в}}$ фазового зсуву — сумі кутів зсуву у кожному каскаді

$$\varphi_{\text{в}} = \varphi_{\text{в1}} + \varphi_{\text{в2}} + \dots + \varphi_{\text{вN}}. \quad (6.9)$$

Комплексний коефіцієнт передачі ланцюга зв'язку, що враховує відразу зміни амплітуди і фази в підсилювачі, має загальний вигляд

$$K = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{екв}}} \cdot \frac{1 - j(\omega \tau_{\text{в}} - 1 / \omega \tau_{\text{н}})}{(1 + (\omega \tau_{\text{в}} - 1 / \omega \tau_{\text{н}}))^2}, \quad (6.10)$$

звідки рівняння АЧХ

$$K = \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{екв}}} / \sqrt{1 + (\omega \tau_{\text{в}} - 1 / \omega \tau_{\text{н}})^2}, \quad (6.11)$$

а ФЧХ, відповідно

$$\text{tg } \varphi = 1 / (\omega \tau_{\text{н}}) - \omega \tau_{\text{в}}. \quad (6.12)$$

Частоту ω_0 , на якій кут зсуву фаз, що вноситься ланкою МЗ, дорівнює нулю, називають квазірезонансною

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{\tau_{\text{н}} \tau_{\text{в}}}. \quad (6.13)$$

На квазірезонансній частоті $\text{tg}\varphi = 0$, тобто зсуву фаз немає, а коефіцієнт підсилення максимальний і може бути обчислений за формулою

$$K_{U0} = R_n / (R_n + R_{\text{екв}}) = K_{U_{\text{ср}}} \quad (6.14)$$

Загальний вигляд амплітудно-частотної характеристики багатокаскадного підсилювача з ємнісним МЗ наведено на рис. 6.9.

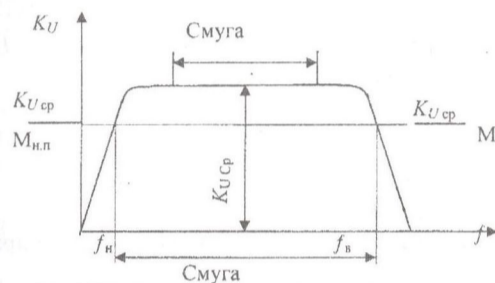


Рис. 6.9. АЧХ підсилювача з ємнісним міжкаскадним зв'язком

Трансформаторні ланки міжкаскадного зв'язку в багатокаскадному підсилювачі мають у цілому подібні частотні властивості з ємнісними ланками і зумовлюють подібний вигляд АЧХ, сумірні смуги пропускання і наявність подібних частотних спотворень.

Вигляд підсиленого сигналу залежить не тільки від характеру міжкаскадних зв'язків і частоти вхідного сигналу, а ще й від його амплітуди. Залежність амплітуди вихідної напруги від амплітуди напруги на вході відображає амплітудна характеристика (АХ). Вона показує можливі межі змінення цих напруг у діапазоні середньої смуги частот при синусоїдальному вхідному сигналі.

Типовий вигляд амплітудної характеристики показано на рис. 6.10.

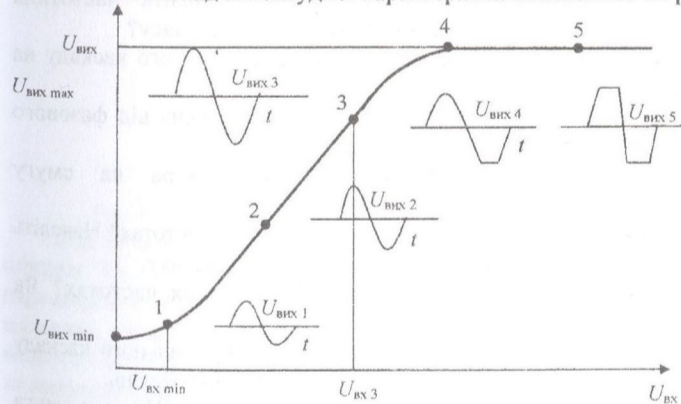


Рис. 6.10. Амплітудна характеристика підсилювача

Відношення амплітуди максимально допустимої вихідної напруги до мінімально допустимої $D = U_{\text{вих max}} / U_{\text{вих min}}$ називають динамічним діапазоном підсилювача.

Від наявних нелінійностей вхідних та вихідних вольт-амперних характеристик транзисторів виникають *спотворення* форми кривої вихідної напруги. Їх називають *нелінійними*. Мірою їх оцінки є коефіцієнт нелінійних спотворень – відношення суми потужностей вищих гармонічних складових на навантаженні підсилювача до потужності на навантаженні основної гармонічної складової

$$K_{\Gamma} = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots} / U_1 \cdot 100, \quad (6.15)$$

де U_1 — амплітуда основної гармонічної складової виходу; $U_2, U_3, U_4 \dots$ — амплітуди вищих гармонічних складових виходу.

Контрольні запитання

(Гончаренко Б.М., Коновалов К.В., ЕМСТ, с.149 - 162)

- 6.1. Які засади лежать в основі побудови електронних схем?
- 6.2. Що таке каскад та каскадування?
- 6.3. Яка відмінність у передачі сигналів при каскадуванні та при зворотному зв'язку?
- 6.4. Наведіть структурну схему багатокаскадного підсилювача та визначте K_U .
- 6.5. Яке призначення міжкаскадного зв'язку? Як він здійснюється?
- 6.6. Наведіть приклад ємнісного міжкаскадного зв'язку.
- 6.7. Чому K_U підсилювача є комплексною величиною? Що таке амплітудно-частотна та фазо-частотна характеристики підсилювача?
- 6.8. Як перейти від електричної схеми каскаду підсилення до його еквівалентної схеми?
- 6.9. Наведіть повну еквівалентну схему підсилювального каскаду.
- 6.10. Які умови визначають передачу сигналу в підсилювальному каскаді на низьких частотах? Які зміни еквівалентної схеми це відображають? Наведіть її.
- 6.11. Наведіть амплітудно-частотну характеристику підсилювального каскаду на низьких частотах. Дайте визначення коефіцієнта частотних спотворень. Від чого він залежить математично? Що таке стала часу?
- 6.12. Наведіть фазо-частотну характеристику підсилювального каскаду на низьких частотах. Поясніть її.
- 6.13. Наведіть залежність коефіцієнта частотних спотворень від фазового зсуву. Чим визначається кут зсуву?
- 6.14. Як впливає ємність розподільного конденсатора на смугу пропускання підсилювача?
- 6.15. Які умови визначають передачу сигналу на середніх частотах? Наведіть відповідну еквівалентну схему та амплітудно-частотну характеристику.
- 6.16. Які умови визначають передачу сигналу на високих частотах? Як змінюється еквівалентна схема?
- 6.17. Наведіть амплітудно-частотну характеристику підсилювального каскаду на високих частотах. Дайте визначення коефіцієнта нелінійних спотворень.
- 6.18. Визначте квазірезонансну частоту. Яка її особливість? Що таке смуга частот підсилювача?
- 6.19. Як визначити при розрахунках нижчу частоту смуги? А верхню?
- 6.20. Наведіть і поясніть амплітудну характеристику підсилювача. Що таке динамічний діапазон підсилювача?

6.21. Дайте визначення коефіцієнта нелінійних спотворень.

ЛЕКЦІЯ 7 ЗВОРТНИЙ ЗВ'ЯЗОК У ПІДСИЛЮВАЧАХ

Зворотний зв'язок – це передача з певним коефіцієнтом сигналу у формі струму або напруги з виходу каскаду до вхідного ланцюга, де цей сигнал додається до вхідного або віднімається від нього.

7.1. Види зворотного зв'язку

Раніше вже згадували про застосування зворотного зв'язку (ЗЗ) в підсилювальних каскадах для температурної стабілізації режиму спокою. ЗЗ взагалі здійснюється поданням на вхід каскаду або підсилювача сигналу з його виходу, і при цьому кількість підсилювальних каскадів не має значення.

ЗЗ, створені спеціально, щоб одержати певні властивості, називають *штучними*, а створені самовільно — *паразитними*, тому що вони надають підсилювачам небажаних властивостей.

На рис. 7.1 зображено структурну схему з'єднання із зворотним зв'язком, що складена підсилювачем з коефіцієнтом K та ланкою ЗЗ з коефіцієнтом передачі β , який характеризує зв'язок вихідного сигналу ланки ЗЗ з вихідним сигналом підсилювача.

Взагалі коефіцієнти підсилення K та передачі β комплексні і мають враховувати можливий фазовий зсув як у схемі підсилювача, так і в ланці зворотного зв'язку від наявності реактивних елементів. Але на середніх частотах, якщо в ланці ЗЗ немає реактивних елементів, ці коефіцієнти втрачають комплексний характер.

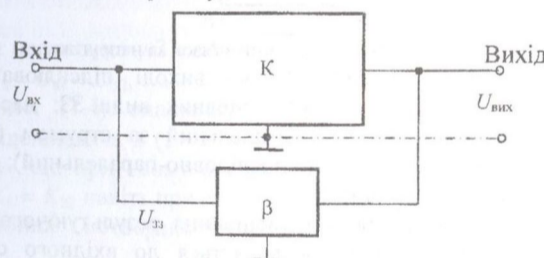


Рис. 7.1. Структурна схема підсилювача, охопленого зворотним зв'язком

Вид ЗЗ залежить від параметра (напруги або струму) вихідного сигналу, який створює ЗЗ, і від способу подання сигналу ЗЗ на вхід підсилювача. Якщо цим параметром є вихідна напруга підсилювача (рис. 7.2, а) і $U_{зз} = \beta U_{вих}$ знімається з елемента, паралельного виходу, то ЗЗ реалізовано *за напругою*; якщо це струм і напруга $U_{зз} = R_{зз} I_{н}$ знімається з елемента, послідовного до виходу, то ЗЗ реалізовано *за струмом* (рис. 7.2, б); якщо це напруга і струм, то ЗЗ є *комбінований*.

Якщо напругу $U_{зз}$ ЗЗ подають до входу послідовно з напругою $U_{вх}$ вхідного сигналу, то такий зв'язок називають *послідовним* (рис. 7.2), а якщо паралельно (рис. 7.3) — *паралельним*.

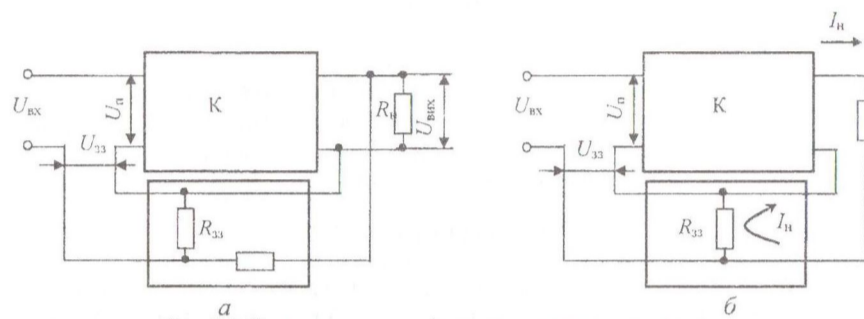


Рис. 7.2. Види зворотного зв'язку: за напругою та за струмом

Послідовний ЗЗ (рис. 7.2) впливає на значення вхідної напруги $U_{п}$ підсилювача, а паралельний (рис. 7.3) — на значення вхідного струму $I_{п}$ підсилювача.

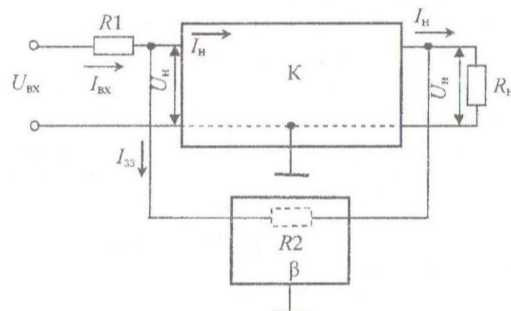


Рис. 7.3. Паралельний зворотний зв'язок за напругою

Залежно від умов створення ЗЗ на виході підсилювача та його використання на вході існують чотири основних види ЗЗ: паралельний за напругою (паралельно-паралельний); паралельний за струмом (паралельно-послідовний); послідовний за напругою (послідовно-паралельний); послідовний за струмом (послідовно-послідовний).

Дія ЗЗ зумовлює збільшення або зменшення результуючого сигналу на вході підсилювача. Якщо сигнал U_{33} додається до вхідного сигналу $U_{вх}$, збігається за знаком або фазою з ним так, що сигнал $U_{п}$ зростає, як і вихідний сигнал $U_{вих}$, то ЗЗ називають *позитивним*. Якщо від ЗЗ сигнали $U_{п}$ на вході і $U_{вих}$ на виході підсилювача зменшуються, що зумовлено незбігом сигналу U_{33} за фазою з сигналом $U_{вх}$, то такий ЗЗ називають *негативним*.

Якщо ЗЗ здійснюється за допомогою активних елементів, то його дія однакова на всіх частотах і його називають *лінійним* або *активним*, а якщо елементи ЗЗ мають реактивний характер, його дія різна на різних частотах, то його називають *реактивним* або *частотнозалежним*.

Негативний ЗЗ стабілізує показники підсилювачів і тому має переважне застосування. Позитивний ЗЗ застосовують у генераторах гармонічних коливань або він проявляється у вигляді паразитного зв'язку і є небажаним.

7.2. Вплив негативного зворотного зв'язку на показники підсилювача

Вплив ЗЗ проаналізуємо на прикладі схеми з послідовним ЗЗ за напругою (рис. 7.2,а). Визначимо коефіцієнт підсилення (передання сигналу) $K_{33} = U_{\text{вих}}/U_{\text{вх}}$ підсилювача з K , охопленого ЗЗ. Напруга $U_{\text{п}}$ на вході підсилювача виражається через напругу $U_{\text{вх}}$ і напругу U_{33} ланки ЗЗ так:

$$U_{\text{п}} = U_{\text{вх}} + U_{33}. \quad (7.1)$$

Після ділення рівняння (7.1) на вихідну напругу $U_{\text{вих}}$ дістанемо

$$1/K = 1/K_{33} + \beta, \quad (7.2)$$

де $\beta = U_{33}/U_{\text{вих}}$ — коефіцієнт передачі ланки зворотного зв'язку.

З останнього рівняння випливає, що

$$K_{33} = K / (1 - K\beta). \quad (7.3)$$

Від значення знаменника (глибини ЗЗ) залежить результуючий коефіцієнт підсилення K_{33} . При добутку $K\beta$ (він називається *чинником ЗЗ*) в межах від 0 до 1 коефіцієнт K_{33} виходить більшим, ніж коефіцієнт підсилення самого підсилювача K , що при знаку "мінус" у знаменнику відповідає позитивному ЗЗ. Тоді вихідна напруга підсилювача

$$U_{\text{вих}} = KU_{\text{п}} = K(U_{\text{вх}} + U_{33}) > KU_{\text{вх}},$$

а тому $K_{33} > K$.

Якщо $K\beta \geq 1$ при позитивному ЗЗ, то виконується умова самозбудження підсилювача і на його виході з'являється близький до синусоїди сигнал самовільної частоти незалежно від наявності сигналу на вході. Цей режим застосовують у генераторах гармонічних сигналів, але частоту у цьому разі задають жорстко.

При $K\beta < 0$ знак у знаменнику виразу (7.3) змінюється на "плюс" і

$$K_{33} = K / (1 + K\beta), \quad (7.4)$$

що відповідає негативному ЗЗ, коли

$$U_{\text{п}} = U_{\text{вх}} - U_{33}, \text{ а } U_{\text{вих}} = KU_{\text{п}} = K(U_{\text{вх}} - U_{33}) < KU_{\text{вх}}, \text{ і } K_{33} < K.$$

Із рівняння (7.4) випливає, що негативний ЗЗ зменшує коефіцієнт підсилення підсилювача в $(1 + K\beta)$ разів. Але його застосовують надзвичайно широко, тому що при цьому суттєво підвищується стабільність коефіцієнта підсилення $K_U = K_{33}$ навіть при змінних параметрах транзисторів, зменшуються рівень нелінійних спотворень та вихідний опір підсилювача, збільшується вхідний опір.

Щоб оцінити підвищення стабільності коефіцієнта K_{33} від ЗЗ, визначимо його абсолютний та відносний прирости. Абсолютний приріст

$$\Delta K_{33} = \frac{dK_{33}}{dK} \Delta K = \frac{d\left(\frac{K}{1+K\beta}\right)}{dK} \Delta K = \frac{\Delta K}{(1+K\beta)^2}, \quad (7.6)$$

що в $(1 + K\beta)^2$ разів менше, ніж ΔK — абсолютний приріст коефіцієнта підсилення підсилювача. Відносна зміна коефіцієнта підсилення підсилювача за наявності негативного ЗЗ

$$\Delta K_{33}/K_{33} = (\Delta K/K) / (1 + K\beta), \quad (7.7)$$

тобто в $(1 + K\beta)$ разів менша, ніж відносна зміна його у відсутності ЗЗ. З аналізу рівнянь (7.6) та (7.7) очевидно, що стабільність зростає із збільшенням глибини ЗЗ, тобто суми $1 + K\beta$. Якщо взяти $K\beta \gg 1$, що відповідає глибокому ЗЗ, то

$$K_{33} = K / (1 + K\beta) \approx 1 / \beta, \quad (7.8)$$

отже коефіцієнт K_{33} майже не залежить від коефіцієнта K , тобто від підсилювача, а визначається лише коефіцієнтом β -ланки ЗЗ, яка є стабільною, якщо не містить ні транзисторів, ні реактивних елементів.

Фізичний сенс підвищення стабільності коефіцієнта підсилення підсилювача з негативним ЗЗ в тому, що в разі змінення коефіцієнта K змінюється напруга U_{33} , яка при певному входному сигналі $U_{вх} = \text{const}$ спричинює змінення напруги $U_{п}$ (див. рис.7.2,а) в напрямку, що заважає зміненню вихідної напруги $U_{вих}$, тобто в реалізації негативного.

Подібним чином доводять, що у разі позитивного ЗЗ стабільність коефіцієнта підсилення погіршується порівняно з (7.7) в $(1 - K\beta)$ разів:

$$\Delta K_{33} / K_{33} = (\Delta K / K) / (1 - K\beta). \quad (7.9)$$

Розглянемо вплив негативного ЗЗ на вхідний опір підсилювача. Нагадаємо (рис.10.12,а), що без ЗЗ $U_{вх} = U_{п}$ і вхідний опір має бути $R_{вх} = U_{п} / I_{вх}$. За наявності ЗЗ $U_{вх} = U_{п} + U_{33}$. Водночас напруга U_{33} зв'язана з напругою $U_{п}$ очевидним співвідношенням $U_{33} = K\beta U_{п}$. Тоді

$$R_{вх\ 33} = U_{вх} / I_{вх} = (U_{п} + U_{33}) / I_{вх} = (U_{п} + K\beta U_{п}) / I_{вх} = (U_{п} / I_{вх}) (1 + K\beta) = R_{вх} (1 + K\beta). \quad (7.10)$$

Тобто введення послідовного негативного ЗЗ збільшує вхідний опір підсилювача в $(1 + K\beta)$ разів.

При негативному ЗЗ за напругою вихідна напруга $U_{вих}$ підсилювача також менше змінюється в разі змінення струму навантаження $I_{н}$ або його опору $R_{н}$, що відповідає зменшенню вихідного опору підсилювача. Можна довести, що

$$R_{вих\ 33} = R_{вих} / (1 + K\beta), \quad (7.11)$$

тобто вихідний опір зменшується в $(1 + K\beta)$ разів. Це забезпечує меншу залежність вихідної напруги підсилювача від змінення опору навантаження $R_{н}$.

Що стосується ЗЗ за струмом (див. рис. 10.12,б), то він виникає лише за наявності вихідного струму і не буває в режимі холостого ходу. Негативний ЗЗ за струмом збільшує як вхідний, так і вихідний опори підсилювача і зменшує коефіцієнт підсилення, але до того ж зменшує вихідний струм внаслідок збільшення вихідного опору.

При паралельному ЗЗ (див. рис. 7.3) за умови $R_1 \ll R_{вх}$ і $R_2 \gg R_{вих}$ підсилювач має (що майже очевидно): коефіцієнт передачі $\beta = R_1 / R_2$; вихідний опір $R_{вих\ 33} = R_{вих} / (1 + K\beta)$; коефіцієнт підсилення $K_{33} = K / (1 + (R_1 / R_2) K)$, який при глибокому ЗЗ, коли $K\beta = (R_1 / R_2) K \gg 1$, дорівнює $K_{33} = R_2 / R_1$.

7.3. Вплив негативного зворотного зв'язку на нелінійні та частотні спотворення

Негативний ЗЗ у підсилювачі завжди зменшує нелінійні спотворення та завади, що виникають в тій частині підсилювача, яка охоплена цим зв'язком. Позначимо напругу спотворень або завад як $U_{зав}$. У разі введенні негативного ЗЗ напруга $U_{зав}$ через ланцюг ЗЗ з виходу подається на вхід у протифазі,

підсилюється в $K\beta$ разів і вираховується з вихідної напруги підсилювача. На виході виникає нова напруга завад

$$U_{зав\ 33} = U_{зав} - K\beta U_{зав\ 33} \quad (7.12)$$

або

$$U_{зав\ 33} = U_{зав} / (1 + K\beta). \quad (7.13)$$

Видно, що негативний ЗЗ зменшує спотворення і завади, які вносяться підсилювачем, у $(1 + K\beta)$ разів. Формула (7.13) справедлива для всіх гармонік, що виникли в підсилювачі, а отже, і для коефіцієнта нелінійних спотворень). Тому

$$K_{r\ 33} = K_r / (1 + K\beta), \quad (7.14)$$

де K_r — коефіцієнт нелінійних спотворень без ЗЗ; $K_{r\ 33}$ — те саме за його наявності.

Введення негативного ЗЗ забезпечує рівномірнішу АЧХ підсилювача. Щоб впевнитися в цьому, припустимо, що в підсилювачі $M_n = K_{cp} / K_n > 1$, тобто підсилення K_n на низьких частотах менше, ніж K_{cp} на середніх. У разі застосування негативного ЗЗ

$$M_{n\ 33} = \frac{K_{cp\ 33}}{K_{n\ 33}} = \frac{K_{cp} / (1 + K\beta)}{K_n / (1 + K\beta)} = \frac{K_{cp} / K_n (1 + K\beta)}{1 + K\beta} = \frac{M_n (1 + K\beta)}{1 + K\beta}. \quad (7.15)$$

Оскільки $K_n < K_{cp}$, то відношення $(1 + K_n\beta) / (1 + K_{cp}\beta) < 1$, а отже, і $M_{n\ 33} < M_n$.

Подібним чином доводять, що й на високих частотах нерівномірність АЧХ зменшується, особливо при глибокому ЗЗ ($K\beta \gg 1$), коли можна нехтувати одиницею порівняно з $K_n\beta$ та $K_{cp}\beta$, тоді вираз (7.15) набуде вигляду $M_{n\ 33} \approx 1$. Це означає, що частотні спотворення в підсилювачі, охопленому глибоким ЗЗ майже взагалі усуваються.

Підвищення стабільності коефіцієнта підсилення та зменшення нерівномірності АЧХ при негативному ЗЗ зумовлює неоднакову дію ЗЗ на різних частотних ділянках АЧХ. ЗЗ сильніше проявляється на ділянках АЧХ з більшим значенням коефіцієнта підсилення K , де він у разі негативного ЗЗ більше послаблюється (див. (7.14)). Тому на межах діапазону пропускання частот, де K_n та K_n мають менші значення, ніж K_{cp} , коефіцієнт підсилення менше ослаблюється негативним ЗЗ, а смуга пропускання Δf (рис. 7.4) розширюється до Δf_{33} .



Рис. 7.4. Вплив лінійного негативного зворотного зв'язку на АЧХ підсилювача

Застосувавши в ланцюгу ЗЗ реактивні елементи, що робить коефіцієнт β залежним від частоти в діапазоні підсилення, можна одержати АЧХ будь-якої форми залежно від схеми ЗЗ. Цим користуються, щоб коригувати частотні спотворення, які виникають у каскадах підсилення, не охоплених ЗЗ. Наприклад, застосувавши в схемі паралельного ЗЗ (див. рис. 7.3) замість елемента R_2 ємність, одержуємо (рис. 7.4) корекцію АЧХ, що називається *підйомом низьких частот* або *завалом високих*, а якщо ємність застосувати замість елемента R_1 , то навпаки – *завал низьких частот* або *підйом високих*.

Контрольні запитання

(Гончаренко Б.М., Коновалов К.В., ЕМСТ, с.162 - 169)

- 7.1. Дайте визначення зворотного зв'язку. Як він здійснюється?
- 7.2. Дайте визначення видів зворотного зв'язку. Яку структуру має охоплення зворотним зв'язком? Як впливає на з'єднання в структурі вид зворотного зв'язку?
- 7.3. Як впливає зворотний зв'язок на коефіцієнт підсилення?
- 7.4. Що таке чинник зворотного зв'язку та глибина ЗЗ? Як вони впливають на характер зворотного зв'язку?
- 7.5. Як зворотний зв'язок впливає на стабільність K_U в підсилювальному каскаді?
- 7.6. Як зворотний зв'язок впливає на вхідний та вихідний опори підсилювача?
- 7.7. Як зворотний зв'язок впливає на нелінійні спотворення взагалі і на гармонічні зокрема?
- 7.8. Як зворотний зв'язок впливає на частотні спотворення?
- 7.9. Якою є ідея коригування амплітудно-частотної характеристики за допомогою зворотного зв'язку?

ЛЕКЦІЯ 8

ПІДСИЛЮВАЧІ ПОТУЖНОСТІ

8.1. Загальна характеристика вихідних каскадів підсилення

У каскадах попереднього підсилення не має значення к.к.д., бо їх споживання енергії незначне. Нелінійних спотворень майже немає, поки амплітуда вхідного сигналу невелика і робочі ділянки ВАХ не виходять за межі лінійності.

У підсилювачах потужності (ПП) споживання енергії є значно більшим і їхня економічність забезпечується при високому ККД. Щоб досягти потрібної потужності, має бути значна амплітуда сигналу, що пов'язано із зростанням нелінійних спотворень.

В ПП застосовують три класи підсилення: A , B та AB , що визначаються положенням РТ на ЛН за постійним струмом.

У режимі класу A точку спокою P_A вибирають приблизно на середині ЛН (рис 8.1), щоб усунути спотворення вихідного сигналу. Каскади попереднього підсилення працюють в режимі класу A . Клас A використовують у так званих одноканальних підсилювачах потужності (ОПП). Цей клас дає найменші нелінійні спотворення, але і найменший ККД, лише 20 - 30 %, бо навіть коли немає вхідного сигналу, транзистором проходить значний колекторний струм I_{KcA} спокою.

У режимі класу B (рис.8.2) точку спокою P_B розміщують вибором напруги зміщення $U_{BE} = 0$ у правій частині ЛН так, щоб колекторний струм спокою $I_{KCB} = 0$. Від вхідного сигналу I_{BmB} струм колектора I_{KtB} проходить лише під час його позитивного півперіоду, тому що в негативний період транзистор закритий і перебуває в режимі відсікання. Нелінійні спотворення каскаду в класі B дуже великі й усуваються тільки схемотехнічно у двотактних підсилювачах, які також мають ККД високим, бо колекторного струму I_{KCB} спокою немає.

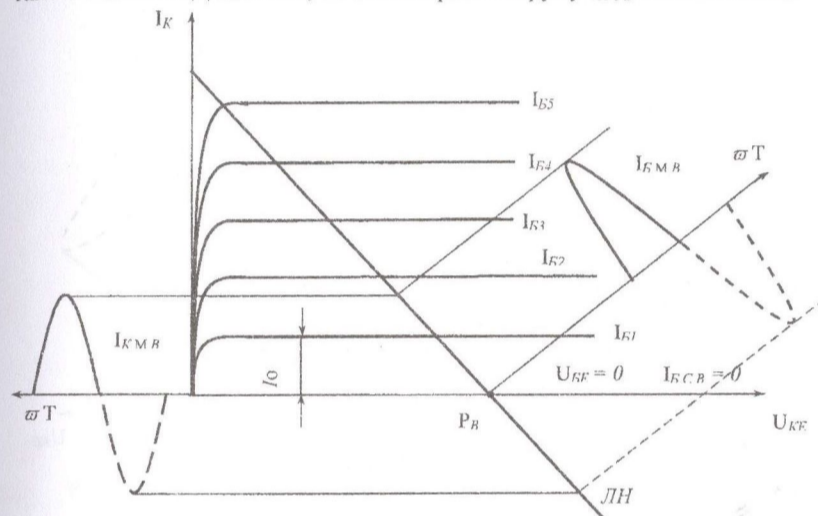


Рис. 8.1. Розміщення точки спокою на колекторних вольт-амперних характеристиках в режимі класу A

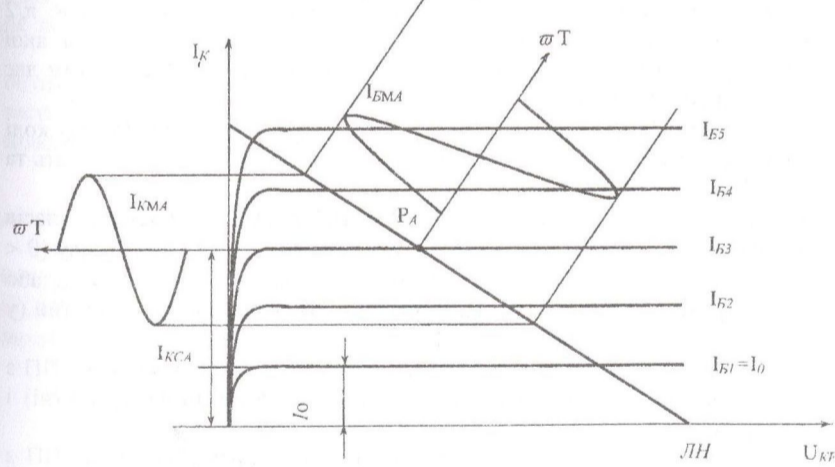


Рис. 8.2. Розміщення точки спокою на колекторних вольт-амперних характеристиках в режимі класу B

Режим класу AB (рис.8.3) є проміжним між класами A та B . Він дає змогу зменшити нелінійні спотворення вихідного сигналу, які є в класі B , а ККД залишити досить високим. Режим AB досягається деяким зміщенням РТ спокою P_{AB} вгору по ЛН відносно точки P_B . Напруга зміщення $U_{BE} \neq 0$, як і колекторний струм спокою $I_{KcAB} \neq 0$.

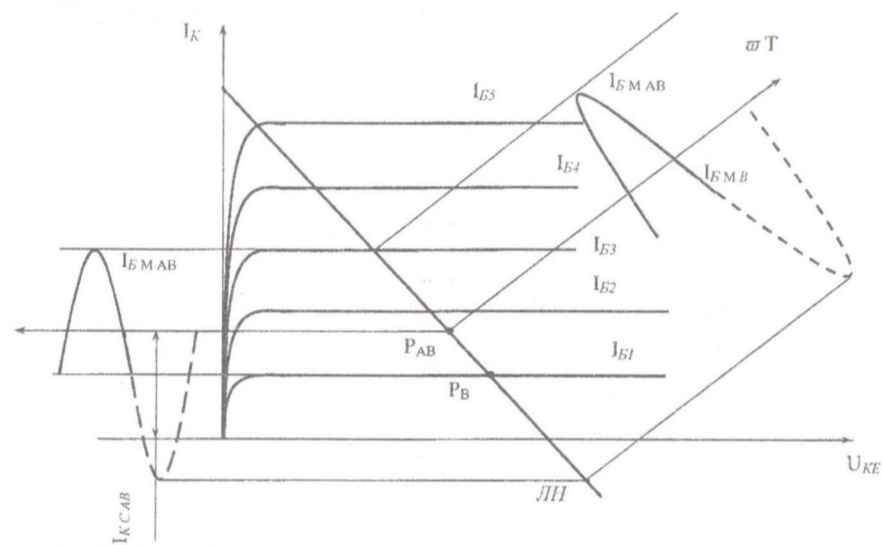


Рис. 8.3. Розміщення точки спокою на колекторних вольт-амперних характеристиках в режимі класу AB

У режимі класу B кут відсікання θ півсинусовидих імпульсів дорівнює $\pi/2$ (кутом відсікання вважають половину тієї частини періоду, протягом якої проходить струм), а ККД сягає 70 %. Але, як уже зазначалося, цей режим дає великі нелінійні спотворення.

Режим класу AB має кут відсікання $\theta > \pi/2$, тобто струм у вихідному колі проходить протягом більше ніж половина періоду, а також велику нелінійність та середній ККД.

Крім основних режимів роботи (A , B , AB) у ПП можуть бути режими класів C та D . В класі C струм проходить у навантаженні менше періоду сигналу ($\theta < \pi/2$). А в класі D підсилювач працює як ключ: вихідний транзистор або повністю відкритий (перебуває в режимі насичення), або повністю закритий (у режимі відсікання). Розрізняють такі ПП:

1. Ті, що живляться від джерела постійної напруги. Їх поділяють на: ПП з трансформаторним ввімкненням навантаження R_n (однотактні та двотактні) і безтрансформаторні;
2. Ті, що живляться від джерела змінної напруги. Їх поділяють на: ПП з синфазним живленням і з протифазним живленням.

8.2. Однотактний підсилювач потужності

ОПП має схему звичайного підсилювального каскаду (див. рис.8.4). Елементи C_p , R_B та R_E виконують ті самі функції, що і в каскадах попереднього підсилення. Але з огляду на потребу зменшення втрат на резисторі R_E його опір не перевищує декількох десятків омів.

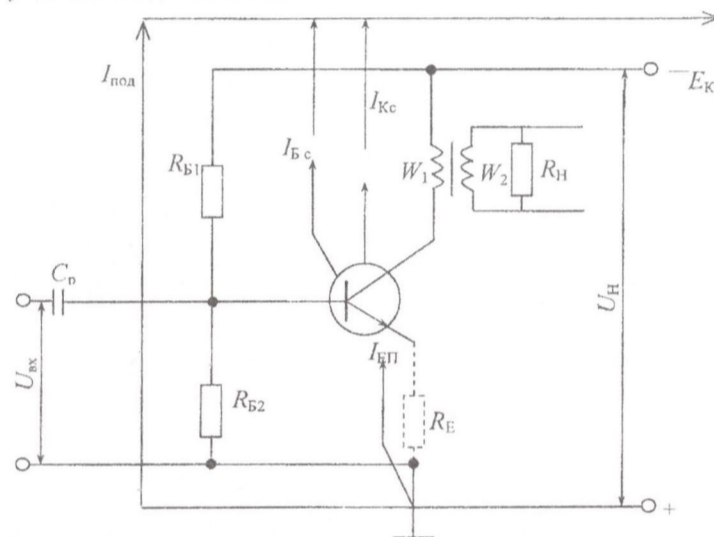


Рис.8.4. Схема однотактного підсилювача потужності класу А з трансформаторним ввімкненням навантаження

Крім того, через малість R_E конденсатор C_E для усунення НЗЗ за змінною складовою має бути надто великої ємності. Тому в ОПП резистор R_E або зовсім не застосовують, або не шунтують його ємністю C_E .

Навантаження ПП звичайно мають малий опір (до 10 Ом), тоді як оптимальним навантаженням БТ є значення $R_{вих} = R_{екв}$, тому на виході ПП, застосовують, як правило, узгоджувальний трансформатор. Це узгодження можливе при виборі коефіцієнта трансформації:

$$n = W_1 / W_2 = \sqrt{3_{тр} \cdot R_{екв} / R_n}, \quad (8.1)$$

де: W_1, W_2 – кількості витків обмоток, $\eta_{тр}$ – ККД трансформатора.

Якщо $R_n = R_{екв}$, то опір навантаження R_n вмикають у вихідний ланцюг БТ без трансформатора.

ОПП для усунення нелінійних спотворень мають працювати у режимі класу А, що забезпечується подільником R_{B1}, R_{B2} (рис. 8.4), яким проходить струм $I_{под}$.

ОПП має ряд недоліків:

- 1). неможливість застосування режимів класів В та АВ;
- 2). малий ККД каскаду;
- 3). необхідність мати значну амплітуду вхідного сигналу;
- 4). збільшений об'єм магнітопроводу через підмагнічування його сталою складовою вихідного струму;

- 5). відносно великі частотні спотворення;
- 6). обмежену потужність.

8.3. Двотактний підсилювач потужності

Схему ДПП наведено на рис. 8.5. В ньому використано два однакових

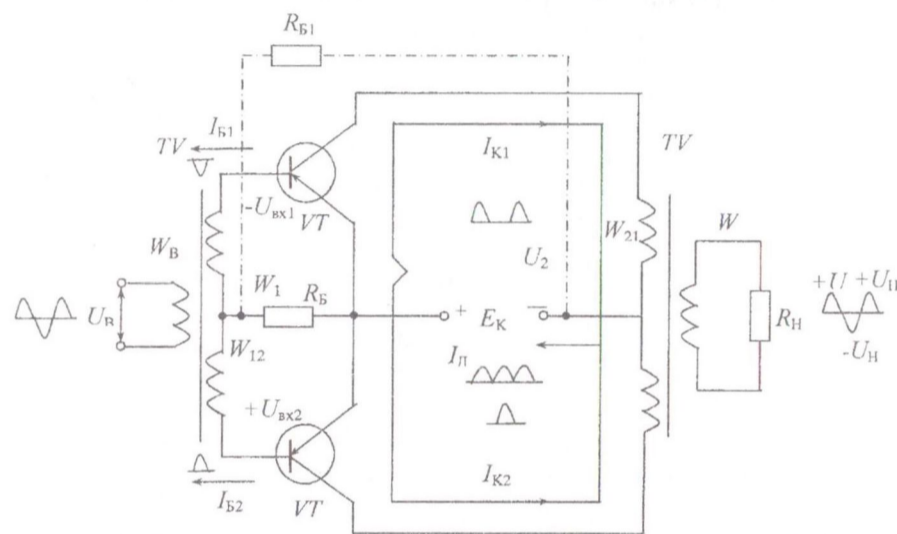


Рис. 8.5. Схема двотактного підсилювача потужності з трансформаторним зв'язком транзистори $VT1$ і $VT2$. Кожен із них створює плече каскаду. Вхідний трансформатор $TV1$ з коефіцієнтом трансформації $n = W_{вх} / W_{11} = W_{вх} / W_{12}$ і з середньою точкою подає на бази обох транзисторів дві однакові за значенням протифазні напруги вхідних сигналів $U_{вх1}$ і $U_{вх2}$. У багатокаскадному підсилювачі потужності обмотка $W_{вх}$ вмикається у колекторний ланцюг передвхідного каскаду за схемою ОПП (рис. 8.4.).

Навантаження R_n під'єднують до вторинної обмотки W_n вихідного трансформатора $TV2$. Через середню точку $TV2$ подають напругу живлення E_K . Колектори транзисторів під'єднано до його первинної обмотки. Коефіцієнт трансформації $TV2$ визначається, як для ОПП:

$$n = W_{21} / W_n = W_{22} / W_n$$

Режим роботи ДПП може бути тільки B або AB і визначається подільником напруги $R_{б1}$, $R_{б2}$. В класі AB на бази обох транзисторів від джерела E_K подається напруга зміщення. В класі B зміщення не створюється і резистора $R_{б1}$ немає.

У режимі класу B ДПП працює так. Якщо немає вхідного сигналу ($U_{вх} = 0$), то напруги на базах обох транзисторів дорівнюють нулю. Струми обох транзисторів відсутні $I_{б1} = I_{б2} = 0$ та $I_{к1} = I_{к2} = 0$. Напруга на навантаженні R_n також дорівнює нулю. До колектора кожного транзистора $VT1$ і $VT2$ прикладено постійну напругу $U_{КЕ}$.

Коли подано вхідний сигнал $U_{вх} \neq 0$ (нехай починається з позитивної півхвилі), на вторинній обмотці W_{11} трансформатора $TV1$ діє негативна

півхвиля напруги $-U_{\text{вх}1}$, а на обмотці W_{12} — позитивна півхвиля $+U_{\text{вх}2}$. Якщо типи транзисторів $p-n-p$, то транзистор $VT2$ закритий (від $+U_{\text{вх}2}$ на базі), а через вхід транзистора $VT1$ буде проходити базовий струм $I_{\text{Б}1\text{ м}}$ від півхвилі напруги $-U_{\text{вх}1}$. Транзистор $VT1$ відкривається і створює колекторний струм $I_{\text{К}1\text{ м}} = \beta I_{\text{Б}1\text{ м}}$, а в обмотці W_{21} — напругу $U_{21} = I_{\text{К}1\text{ м}} R_{\text{екв}} = I_{\text{К}1\text{ м}} n^2 R_{\text{н}}$. На навантаженні $R_{\text{н}}$ діє позитивна півхвиля $+U_{\text{н}} = U_{21} / n_2$.

У разі подання на вхід негативної півхвилі $U_{\text{вх}}$ фаза напруг на вторинних обмотках $TV1$ змінюється на зворотну. Тепер у закритому стані від напруги $+U_{\text{вх}1}$ на базі є транзистор $VT1$, і підсилення сигналу $-U_{\text{вх}2}$ відбуватиметься в плечі $VT2$, що створює струм $I_{\text{К}2\text{ м}} = \beta I_{\text{Б}2\text{ м}}$. На обмотці W_{22} трансформатора $TV2$ від струму колектора $I_{\text{К}2\text{ м}} = \beta I_{\text{Б}2\text{ м}}$ створюється напруга U_{22} такого ж значення, як U_{21} , але зворотної фази: $U_{22} = I_{\text{К}2\text{ м}} R_{\text{екв}} = I_{\text{К}2\text{ м}} R_{\text{н}} n^2$. Ця напруга трансформується в навантажувальну обмотку $W_{\text{н}}$. На навантаженні діє негативна півхвиля напруги: $-U_{\text{н}} = U_{22} / n_2$.

Отже, вхідний сигнал $U_{\text{вх}}$ підсилюється по чергово в обох плечах підсилення за два такти. В першому — одна півхвиля $+U_{\text{вх}}$ в плечі $VT1$, а в другому — друга півхвиля в плечі $VT2$. Вони складаються в цілу синусоїду завдяки проходженню струмів $I_{\text{К}1\text{ м}}$ та $I_{\text{К}2\text{ м}}$ у протилежних напрямках обмотками W_{21} та W_{22} та ще й змінюються у протилежних фазах, що створює в осерді трансформатора $TV2$ спільний магнітний потік, який відповідає повній хвилі синусоїди сигналу $U_{\text{н}}$.

Підсилення сигналу ДПП в режимі класу B показано в часі на рис.8.6, а. В момент часу t_1 подається вхідний сигнал $U_{\text{вх}}$. Відповідно з'являються

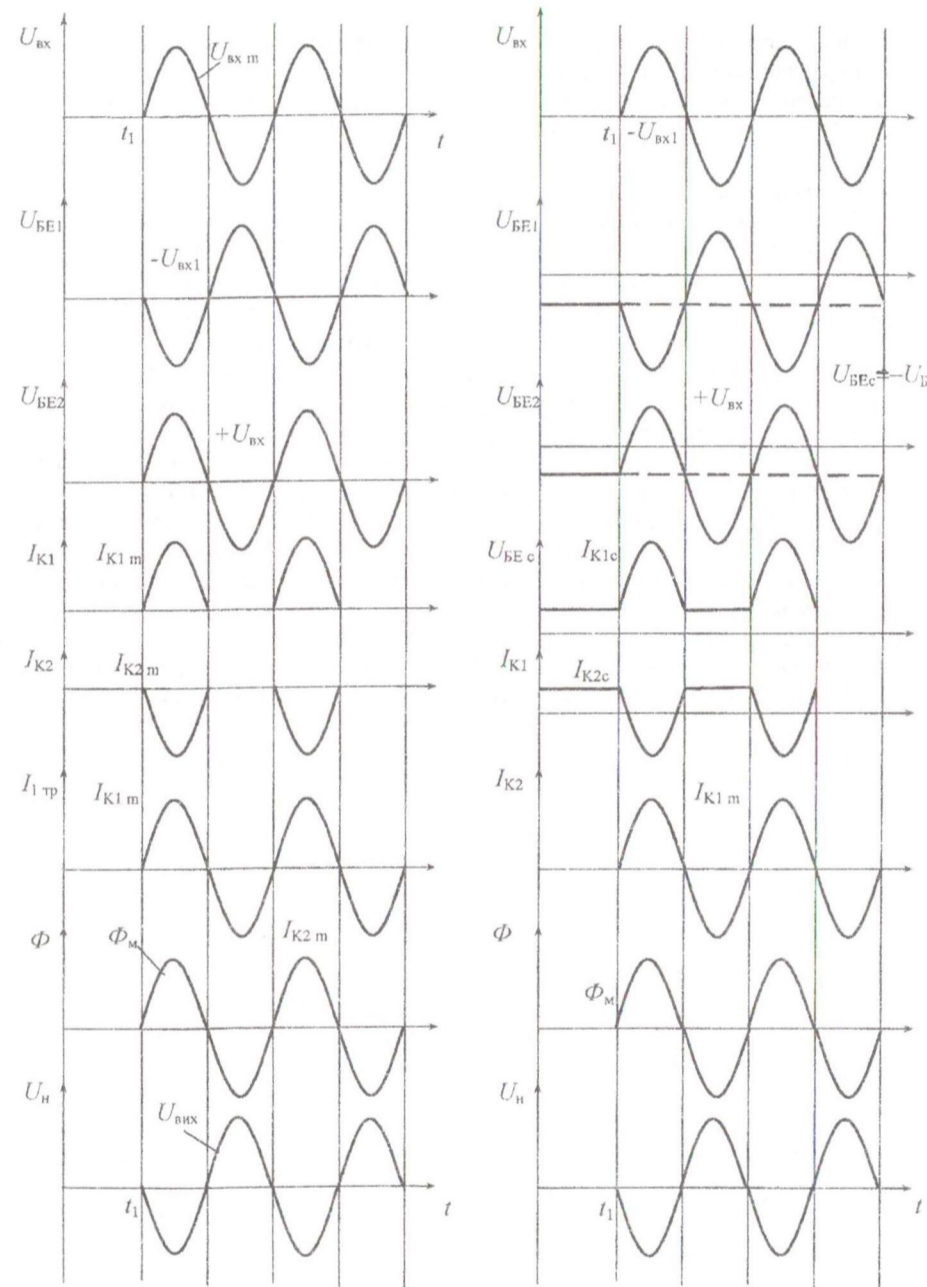


Рис 8.6. Епюри напруг і струмів у плечах двотактного підсилювача потужності в режимах а - В; б - АВ

напруги $-U_{вх1}$ та $+U_{вх2}$ на базах транзисторів $VT1$ та $VT2$ у протифазі. Негативна напруга $-U_{вх1}$ зумовлює у транзистора $VT1$ струм $I_{К1 м}$, а позитивна напруга $+U_{вх2}$ – не породжує струму $I_{К2 м}$ у транзистора $VT2$, тому що він у цей час закритий. Колекторні струми $I_{К1 м}$ та $I_{К2 м}$ в плечах підсилювача проходять по чергово, як і в секціях W_{21} , W_{22} вторинної обмотки трансформатора $TV2$, до того ж у протилежних напрямках. В результаті струм $I_{1тр}$ в первинній обмотці $TV2$ проходить упродовж усього періоду сигналу різними секціями $W_{21} - W_{22}$, породжуючи в осерді результуючий магнітний потік Φ , пропорційний сигналу за час усього періоду. Цим потоком спричинюється вихідний сигнал $U_{вих} = U_n$ у вторинній обмотці W_n і на опорі навантаження R_n .

Режим класу AB (рис. 8.6, б) встановлюється залежно від наявності на базах транзисторів $VT1$ та $VT2$ напруги зміщення $-U_{БЕ с}$ за рахунок її подачі з плеча $R_{Б2}$, якщо в схемі передбачене плече $R_{Б1}$ в подільнику $R_{Б1}$, $R_{Б2}$.

Якщо вхідний сигнал $U_{вх} = 0$, тоді на базах транзисторів $VT1$ і $VT2$ діють зміщення $U_{БЕ1} = U_{БЕ2}$ і в колекторних колах проходять лише сталі струми спокою $I_{К1 с}$ та $I_{К2 с}$, які проходять від середньої точки трансформатора $TV2$ в протилежних напрямках (в підсилювачах класу B струмів спокою просто не було, але струми $I_{К0}$ протилежні). Магнітні потоки струмів $I_{К1 с}$ та $I_{К2 с}$ компенсуються і в осерді немає підмагнічування. Порівняно з ОПП це усуває нелінійні спотворення від насичення магнітопроводу, який тепер має менший переріз.

При поданні вхідного сигналу в момент t_1 на базах $VT1$ і $VT2$ разом із напругою зміщення $U_{БЕ с}$ діють в протифазі сигнали $-U_{вх1}$ та $+U_{вх2}$ відповідно (рис.8.6, б):

$$\begin{aligned} U_{БЕ1} &= U_{БЕ с} - U_{вх1} = U_{БЕ с} - U_{вх м} \sin(\omega t) \quad \text{і} \quad (8.2) \\ U_{БЕ2} &= U_{БЕ с} + U_{вх2} = U_{БЕ с} + U_{вх м} \sin(\omega t); \\ I_{К1} &= I_{К1 с} + I_{К м} \sin(\omega t); \quad I_{К2} = I_{К2 с} - I_{К м} \sin(\omega t). \end{aligned} \quad (8.3)$$

Напрямок сталих складових протилежний, а змінні складові колекторних струмів зсунуті між собою за фазою на 180° . Колекторні струми алгебраїчно складаються в струм $I_{1тр}$ на первинній обмотці вихідного трансформатора $TV2$.

Потужність у навантаженні залежить від змінного магнітного потоку в осерді трансформатора $TV2$. Цей потік пропорційний різниці колекторних струмів у плечах ДПП.

$\Phi = A \cdot (I_{К1} - I_{К2}) = A \cdot [(I_{К1 с} + I_{К м} \sin(\omega t)) - (I_{К2 с} - I_{К м} \sin(\omega t))] = 2 A I_{К м} \sin(\omega t)$ (8.4) або подвоєній змінній складовій колекторного струму $I_{К м}$. Як наслідок, потужність у навантаженні дорівнює сумі потужностей, досягнутих кожним транзистором у плечах ДПП.

Струм від джерела живлення в коливальному режимі підсилення дорівнює сумі миттєвих значень струмів транзисторів:

$$I_{К1} + I_{К2} = (I_{К1 с} + I_{К м} \sin(\omega t)) + (I_{К2 с} - I_{К м} \sin(\omega t)) = 2 I_{К с}. \quad (8.5)$$

Тобто від джерела повсякчас споживається подвоєний струм спокою $I_{К с}$ одного транзистора, але крізь джерело не проходить змінна складова підсилюваного сигналу.

У ДПП нелінійні спотворення виявляються значно меншими, ніж в ОПП, внаслідок компенсації у вихідному трансформаторі $TV2$ парних гармонік.

8.4. Підсилювачі потужності з живленням змінним струмом (фазочутливі)

ПП з живленням змінним струмом можуть бути виконані за двотактними схемами двох видів: з протифазним або синфазним живленням підсилювальних елементів.

8.4.1. Підсилювачі потужності з протифазним живленням

Протифазне живлення підсилювальних елементів (рис.8.7) здійснюється через трансформатор $TV2$ з середньою точкою, що дає дві однакові, але протифазні напруги живлення колекторів транзисторів $VT1$ та $VT2$ (U_{K1} та U_{K2}). Ці транзистори при протифазному живленні відкриті по чергово протягом кожного наступного півперіоду, оскільки напруги живлення U_{K1} та U_{K2} колекторів їх мають протилежну фазу ($+U_{K1}$ та $-U_{K2}$). У першому півперіоді транзистор $VT1$ закритий позитивною напругою $+U_{K1}$ на колекторі (при типі транзисторів $p-n-p$), а $VT2$ відкритий негативною напругою $-U_{K2}$. В другому півперіоді навпаки: $VT1$ відкритий, а $VT2$ закритий.

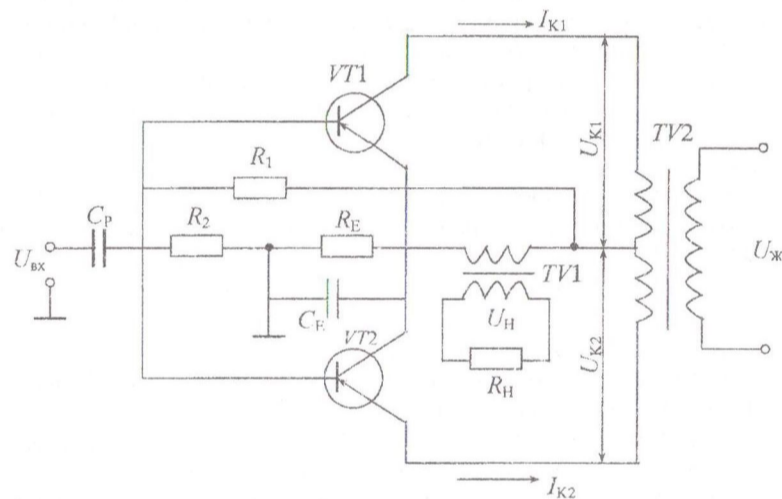


Рис. 8.7. Схема підсилювача потужності з протифазним живленням

На бази обох транзисторів подається одна і та сама напруга вхідного сигналу $U_{вх}$ через розподільний конденсатор C_p . Опір R_n ввімкнено через трансформатор $TV1$ у спільний ланцюг транзисторів. Резистори $R1;R2$ та R_E забезпечують вибраний режим роботи транзисторів за постійним струмом. Резистори $R1;R2$ фіксують потенціали баз транзисторів, їхні базові струми і режим роботи, а на резисторі R_E створюється падіння напруги $2I_E R_E$, що визначає напругу зміщення $U_{BE} = \varphi_k - 2I_E R_E$ і термостабілізує режим завдяки негативному зворотному зв'язку за постійним струмом.

На рис.8.8 наведено діаграми змінення в часі напруг і струмів обох транзисторів. Діаграми показують залежність фази вихідної напруги U_n на навантаженні від кута зсуву фаз φ між вхідною напругою та напругою живлення.

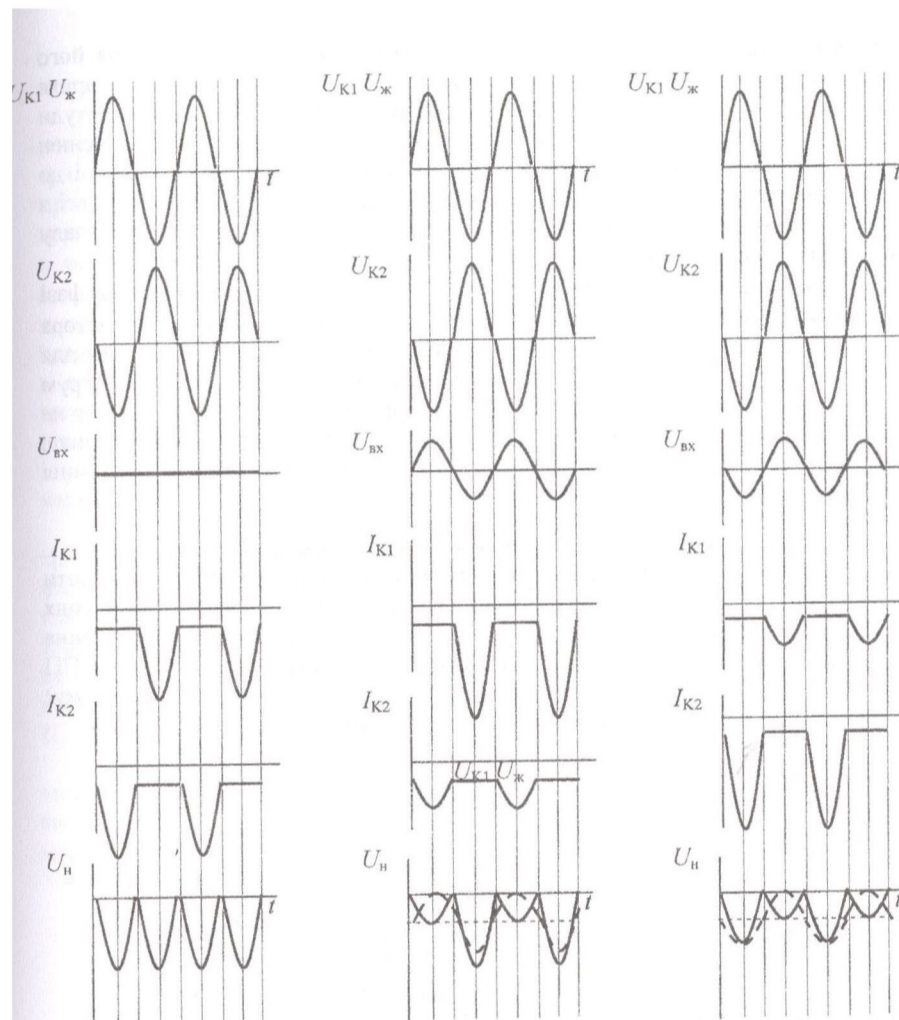


Рис. 8.8 Часові діаграми процесів підсилювач потужності з протифазним живленням
 Коли немає вхідного сигналу ($U_{вх} = 0$, рис.8.8, а), то транзистори відкриті в провідні півперіоди, через них проходять колекторні струми I_{K1} та I_{K2} , які по чергово створюють на навантаженні імпульси напруги $U_{н}$ кожні півперіоду напруги живлення. Вихідна напруга $U_{н}$ містить змінну складову з подвоєною частотою напруги живлення і сталу складову, як при випрямленні. В навантажувальному двигуні, напрям обертання якого залежить від фази керувальної напруги з частотою, однаковою з частотою живлення, не створюється обертального поля, тому що керувальна напруга має подвоєну частоту.

Якщо ж є відмінна від нуля вхідна напруга ($U_{вх} \neq 0$) і її фаза збігається (рис. 8.8, б) з фазою напруги живлення ($\varphi = 0$), то фаза вхідної напруги на базі одного

транзистора (наприклад, $VT1$) збігається з фазою напруги живлення на його колекторі (U_{K1}), а на базі транзистора $VT2$ — протилежна (U_{K2}). Це сприяє збільшенню амплітуди колекторного струму I_{K1} і зменшенню амплітуди колекторного струму I_{K2} в провідні півперіоди транзисторів відносно значення, які мали амплітуди колекторних струмів, коли не було вхідного сигналу і до появи у вихідній напрузі змінної складової з частотою напруги живлення і з фазою та амплітудою, які визначаються фазою та амплітудою вхідного сигналу $U_{вх}$. Це визначає напрямок та частоту обертання двигуна навантаження.

Якщо фаза вхідної напруги (коли $U_{вх} \neq 0$) (рис.8.8, *в*) протилежна фазі напруги живлення ($\varphi = 180^\circ$), то збігатиметься фаза напруги на базі транзистора $VT2$ з фазою напруги живлення на його колекторі (U_{K2}) і не збігатиметься для транзистора $VT1$. У провідні півперіоди транзисторів збільшується струм колектора I_{K2} і зменшується I_{K1} . Імпульси вихідної напруги в цьому разі теж не однакові в кожному півперіоді, але змінна складова у вихідній напрузі змінює свою фазу на протилежну, внаслідок чого змінюється напрямок обертання двигуна з частотою, яка залежить від амплітуди напруги $U_{вх}$.

8.4.2. Підсилювачі потужності із синфазним живленням

Синфазне живлення підсилювальних елементів (рис.8.9) можна здійснити через трансформатор $TV3$. Транзистори $VT1$ та $VT2$ в разі синфазного живлення відкриті одночасно протягом одного півперіоду, коли фаза напруги живлення $U_{K1} = U_{K2}$ колекторних ланцюгів їх відповідає їхньому типу. У схемі ПП використано транзистори $p-n-p$ - типу, тому в першому (позитивному) півперіоді живлення вони закриті, а в другому (негативному) — відкриті.

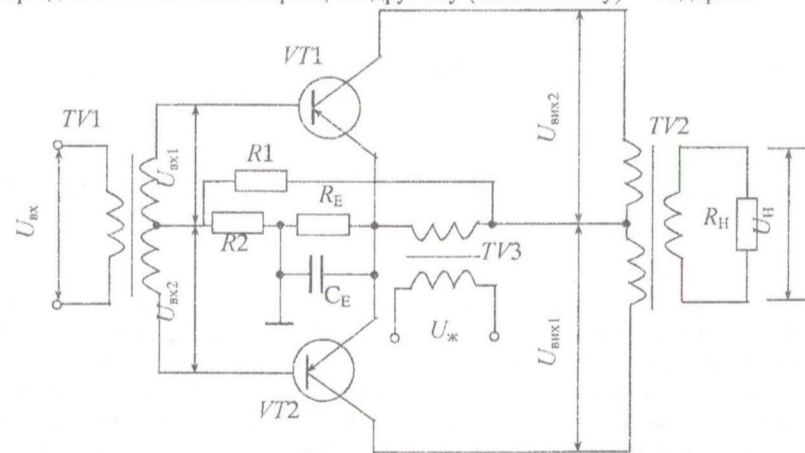


Рис. 8.9. Схема підсилювача потужності із синфазним живленням

Змінні напруги $U_{вх1}$ та $U_{вх2}$ на вхідних ланцюгах $VT1$ і $VT2$ обов'язково мають бути протифазними, що досягається за допомогою вхідного трансформатора $TV1$. Залежно від фази вхідного сигналу $U_{вх}$ струми у колекторних ланцюгах транзисторів у провідні півперіоди стають або більшими, або меншими відносно значення без вхідного сигналу.

Призначення інших елементів ПП з синфазним живленням подібне до призначення їх у підсилювачах з протифазним живленням.

Часові діаграми підсилювача потужності із синфазним живленням наведено на рис. 8.10. Коли немає вхідного сигналу ($U_{вх} = 0$, рис.8.10, а), через транзистори в провідні півперіоди напруги живлення (в даному разі негативні) проходять одночасно однакові колекторні струми $I_{К1}$ та $I_{К2}$, які в секціях первинної обмотки трансформатора $TV2$ є протилежними. Тому магнітні потоки в осерді компенсують один одного і вихідної напруги U_n на навантаженні немає. Якщо є вхідна напруга ($U_{вх} \neq 0$, рис.8.10, б), то на базі кожного транзистора вхідні напруги $U_{вх1}$ та $U_{вх2}$ будуть протифазними; в одному транзисторі (наприклад, $VT1$) вони збігаються за фазою з напругою живлення, а в другому ($VT2$) — ні. Тому в провідний півперіод колекторний струм $I_{К1}$ зростає, а струм $I_{К2}$ зменшується. Це породжує в осерді трансформатора $TV2$ різницевий магнітний потік $F = f(I_{К1} - I_{К2})$, що діє в напрямку більшого струму, і на навантаженні вихідну напругу U_n з певною амплітудою і фазою та з частотою, що дорівнює частоті живлення.

Якщо вхідна напруга змінює свою фазу, то напруги $U_{вх1}$ та $U_{вх2}$ на базах транзисторів $VT1$ та $VT2$ також змінюють фазу (рис.8.10, в). Тоді збіг або незбіг фази напруги на базі транзистора з напругою живлення колекторів відбувається навпаки щодо попереднього випадку, наприклад у транзисторі $VT1$ — ні, а в транзисторі $VT2$ — так. Тому в провідний півперіод колекторний струм $I_{К1}$ зменшується, а струм $I_{К2}$ — зростає. В осерді трансформатора напрямок магнітного потоку $F = f(I_{К2} - I_{К1})$ змінюється на протилежний, а вихідна напруга U_n змінює свою фазу.

З порівняння часових діаграм рис.8.8 та рис.8.10 виходить, що при різних типах живлення транзисторів (протифазне чи синфазне) в разі змінення фази вхідної напруги $U_{вх}$ так само змінюється фаза вихідної напруги з частотою мережі живлення: є нульовою при $\varphi = 0$, та з зсувом на 180° при $\varphi = 180^\circ$.

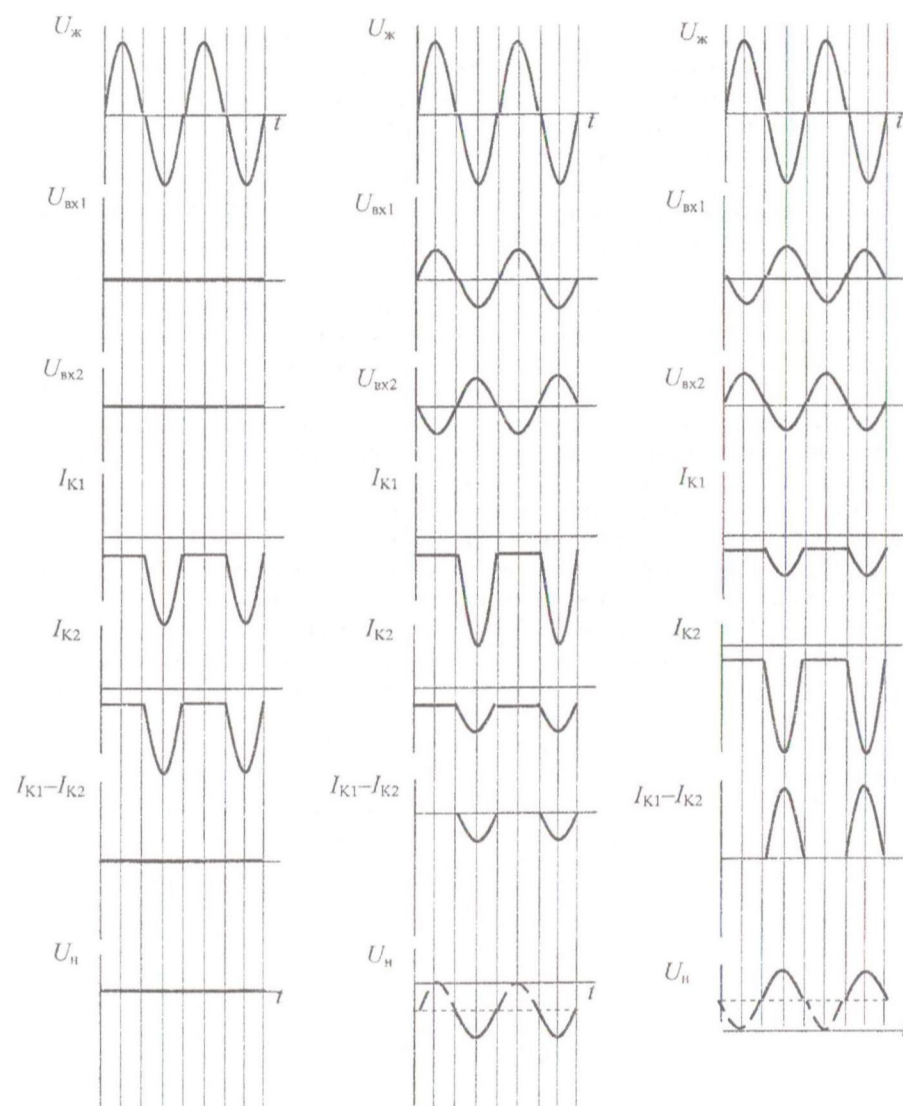


Рис. 8.10. Часові діаграми процесів у підсилювачі потужності із синфазним живленням

Контрольні запитання

(Гончаренко Б.М., Коновалов К.В., ЕМСТ, с. 172 - 198)

8.1. Дайте загальну характеристику підсилювачів потужності. Чи всі підсилювачі можна так назвати?

8.2. Яку схему вмикання транзистора застосовують переважно в підсилювачі потужності? Чому?

- 8.3. Які класи підсилення застосовують в підсилювачах потужності? Чим вони відрізняються і характеризуються?
- 8.4. Поясніть застосування та особливості підсилення класу A на колекторних вольт-амперних характеристиках. Наведіть значення ККД.
- 8.5. Поясніть застосування та особливості підсилення класу B на колекторних вольт-амперних характеристиках. Наведіть переваги.
- 8.6. У чому суть підсилення класу AB ? Які ще вам відомі класи підсилення?
- 8.7. Що таке кут відсікання та його значення для режимів A, B, AB ?
- 8.8. Які різновиди підсилювачів потужності Вам відомі?
- 8.9. Наведіть схему та поясніть роботу одноконтурного підсилювача потужності.
- 8.10. Як розрахувати потрібний коефіцієнт трансформації?
- 8.11. Які недоліки і чому має одноконтурний підсилювач потужності?
- 8.12. Наведіть схему та поясніть роботу двоконтурного підсилювача потужності в класі B .
- 8.13. Поясніть підсилення потужності в класі B на часових характеристиках.
- 8.14. Наведіть схему та поясніть роботу двоконтурного підсилювача потужності в класі AB .
- 8.15. Поясніть підсилення в класі AB двоконтурного підсилювача потужності на часових характеристиках.
- 8.16. Від чого і як залежать потужність у навантаженні та споживаний від джерела струм?
- 8.17. Які переваги має двоконтурний підсилювач потужності?
- 8.18. Наведіть схему та поясніть роботу фазочутливих підсилювачів потужності з протифазним живленням.
- 8.19. Поясніть вигляд часових характеристик фазочутливих підсилювачів потужності з протифазним живленням.
- 8.20. Наведіть схему та поясніть роботу фазочутливих підсилювачів потужності з синфазним живленням.
- 8.21. Поясніть вигляд часових характеристик фазочутливих підсилювачів потужності з синфазним живленням.

ЛЕКЦІЯ 9 ПІДСИЛЮВАЧІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

9.1. Особливості характеристик підсилювачів постійного струму

Для того щоб підсилити сигнали з дуже низькою частотою (аж до часток герців), тобто повільно змінюваних, потрібні підсилювачі, що мають рівномірну АЧХ, починається з нульової частоти і не мають „завалу” на низьких частотах (рис. 9.1). Це підсилювачі постійного струму (ППС). Підсилювачі сигналів змінного струму (ПЗС) мають АЧХ з характерним „завалом” на низьких частотах. Ця особливість АЧХ ПЗС визначається наявністю в таких схемах розподільних конденсаторів. Тому в ППС для рівномірності АЧХ на низьких частотах міжкаскадні зв’язки здійснюються безпосереднім з’єднанням каскадів без конденсаторів або трансформаторів. На

низьких та середніх частотах АЧХ ППС рівномірна, а на високих — її „завал” зумовлений такими ж причинами, як і для ПЗС.



Рис. 9.1 Амплітудно-частотні характеристики підсилювача постійного струму та підсилювача змінного струму

Наявність безпосереднього (гальванічного) зв'язку в ППС зумовлює особливості задання режиму спокою транзисторів (положення РТ на характеристиках) та виділення підсиленого сигналу порівняно з ПЗС.

У ПЗС з резистивно-ємнісним зв'язком режим спокою кожного каскаду за постійним струмом визначається лише елементами цього ж каскаду і його можна встановити індивідуально для кожного каскаду. Конденсатори C_p зв'язку між каскадами за змінним струмом, одночасно відділяють їх і за постійним (розподільні). Тому змінення режиму на постійному струмі якогось каскаду не впливає на режими за постійним струмом інших каскадів і практично не відбивається на вихідній напрузі підсилювача.

У ППС немає елементів, що розділяють каскади за постійним струмом, тому на значення вихідної напруги підсилювача впливає не тільки змінення корисно підсилюваного сигналу, а й помилкове змінення в часі параметрів режиму спокою за постійним струмом будь-якого проміжного каскаду, а особливо зміни в перших каскадах, оскільки вони ще й підсилюються наступними. Завдяки цьому в ППС вихідна напруга може з'являтися й тоді, коли немає вхідної напруги. Самовільне змінення вихідної напруги ППС при незмінному значенні напруги вхідного сигналу (або коли його немає) називають дрейфом підсилювача.

Дрейф напруги на виході підсилювача визначають при короткозамкненому вході ($U_{вх} = 0$), за приростом $\Delta U_{вих др}$. Якість ППС визначає напруга дрейфу, зведена до входу підсилювача через коефіцієнт підсилення K_U :

$$U_{др} = \Delta U_{вих др} / K_U. \quad (9.1)$$

Це напруга уявного вхідного сигналу, яка зумовила б на виході підсилювача самовільне змінення вихідної напруги $\Delta U_{вих др}$ при певному K_U підсилювача. Мінімальне значення зміни вхідного сигналу $U_{вх}$ має перевищувати значення $U_{др}$ в десятки або ж і сотні разів.

В ППС виникають специфічні труднощі відділення корисного підсиленого змінного сигналу від постійних режимних складових вихідної напруги і струму.

Відділення корисного вихідного сигналу від постійних режимних складових виконують звичайно компенсаційним методом.

За принципом дії ППС можуть бути умовно поділені на такі два види: прямого підсилення і з перетворенням частоти. У перших сигнал підсилюють безпосередньо в одному (декількох) каскадах, а в других щоб усунути дрейф,

сигнал спочатку перетворюють у пропорційний сигнал змінного струму, підсилюють за допомогою ПЗС до певного рівня, а потім знову перетворюють у сигнал постійного струму.

ППС прямого підсилення можуть бути однокаскадні, багатокаскадні та диференційні (балансні). Однокаскадні ППС бувають з одним або з двома джерелами живлення і в останніх полегшена передача підсиленого сигналу до наступного каскаду. В диференційних ППС полегшується боротьба з дрейфом нуля.

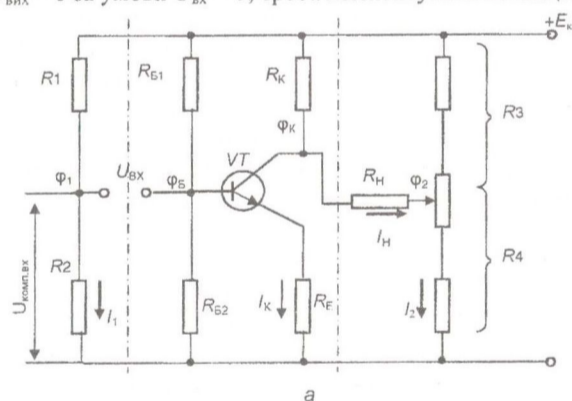
9.2. Підсилювачі постійного струму прямого підсилення

9.2.1. Однокаскадні підсилювачі постійного струму

Схема ППС з одним джерелом живлення і його потенціальна діаграма наведені на рис. 9.2.

Схема однокаскадного ППС (на рисунку відділена штриховими лініями) відрізняється від схеми ПЗС лише тим, що в ній (ППС) немає розподільних конденсаторів. Це дає рівномірне підсилення на всіх частотах, починаючи з нульової. У ПЗС навантаженням був резистор R_k , а в підсилювачах постійного струму спеціальний резистор R_n .

У ППС на відміну від ПЗС навантажувальний резистор R_n , на якому виділяється вихідна напруга $U_{вих}$, ввімкнено (рис. 9.2, а) між колектором транзистора і подільником напруги R_3R_4 , тобто у діагональ мосту, що створений елементами вихідного ланцюга ППС та подільником R_3R_4 , який складається з постійних та змінного резисторів, що дає змінювати потенціал φ_2 точки та реалізувати компенсаційний метод відділення на виході підсилювача режимних постійних складових φ_k від корисного підсиленого сигналу постійного струму $U_{вих}$ і забезпечити реверсивність схеми. Щоб виконувалося $U_{вих} = 0$ за умови $U_{вх} = 0$, треба компенсувати потенціал



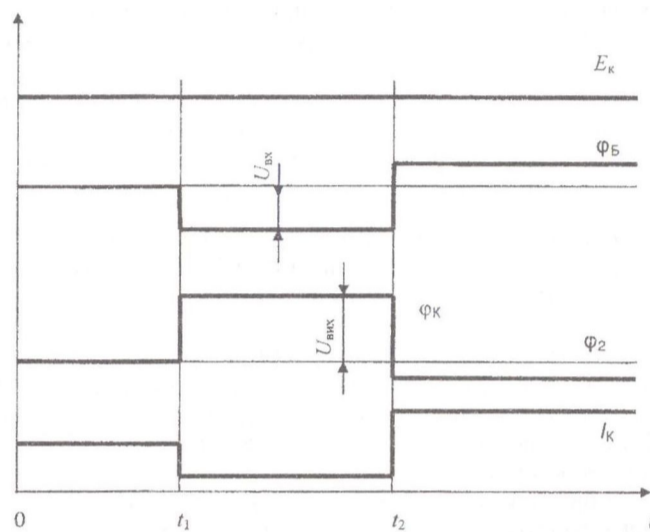


Рис. 9.2. Схема (а) і потенціальна діаграма (б) підсилювача постійного струму з одним джерелом живлення

колектора Φ_K потенціалом подільника Φ_2 , щоб $\Phi_K = \Phi_2$. На опорі резистора R_4 створюється падіння напруги від проходження струму I_2 подільника, яке використано як компенсаційну напругу $\Phi_2 = U_{\text{комп.вих}}$ у вихідному ланцюгу каскаду.

$$U_{\text{комп.вих}} = U_{Kc} = \Phi_K = E_K R_4 / (R_3 + R_4). \quad (9.2)$$

Вхідну напругу $U_{\text{вх}}$ прикладено в діагональ мосту між базою транзистора і подільником $R_1 R_2$, щоб також здійснити компенсаційний метод її подачі до входу підсилювача. Тоді у вхідний ланцюг послідовно з вхідним сигналом $U_{\text{вх}}$ подають вхідну компенсаційну напругу $U_{\text{комп.вх}}$, яка є падінням напруги на резисторі R_2 від проходження струму I_1 подільника $R_1 R_2$. Її вводять для того, щоб при $U_{\text{вх}} = 0$ режимна напруга спокою (напруга зміщення) на базі VT $U_{Bc} = \Phi_B$ врівноважувалася напругою Φ_1 на вхідному подільнику і щоб струму через джерело сигналу не було. Тому компенсаційну напругу вибирають $\Phi_1 = \Phi_B$.

$$U_{\text{комп.вх}} = U_{Bc} = \Phi_B = E_K R_1 / (R_1 + R_2). \quad (9.3)$$

За умови рівноваги мостів вхідного $R_1 R_{B2} = R_2 R_{B1}$ та вихідного $R_K R_4 = (R_1 + R_E) R_3$ без вхідного сигналу ($U_{\text{вх}} = 0$), напруга $\Phi_B = \Phi_1$ і струм вхідного кола $I_{\text{вх}} = 0$. Так само $\Phi_K = \Phi_2$, тоді струму в навантажувальному резисторі також немає ($I_n = 0$) і $U_{\text{вих}} = 0$. У разі подання вхідного сигналу ($U_{\text{вх}} \neq 0$) з'являється струм у вхідному ланцюгу транзистора, внаслідок чого колекторна напруга змінюється так, що $\Phi_K \neq \Phi_2$, і з'являється струм у навантаженні ($I_n \neq 0$) і вихідний сигнал $U_{\text{вих}} = \pm(\Phi_K - \Phi_2)$.

З потенціальної діаграми підсилювача постійного струму (рис. 12.2, б) видно, що при $U_{\text{вх}} = 0$ в інтервалі $0 < t < t_1$ вихідна напруга $U_{\text{вих}} = 0$, при $U_{\text{вх}} < 0$ в інтервалі $t_1 < t < t_2$ вихідна напруга $U_{\text{вих}} > 0$, а при $U_{\text{вх}} > 0$ в інтервалі $t > t_2$

вихідна напруга $U_{\text{вих}} < 0$, що відповідає зміні вхідної напруги $U_{\text{вх}}$ (фази $U_{\text{вх}}$ та $U_{\text{вих}}$ протилежні).

Розглянутий ППС дає невелике підсилення і має труднощі передавання та виділення підсиленого сигналу, оскільки резистор $R_{\text{н}}$ та джерело $U_{\text{вх}}$ не можуть бути з'єднані зі спільною точкою, що має нульовий потенціал при створенні багатокаскадних ППС.

9.2.2. Багатокаскадні підсилювачі постійного струму

Особливості безпосереднього зв'язку каскадів у багатокаскадному ППС розглянемо на прикладі трикаскадного підсилювача (рис. 9.3). У цій схемі виводи колекторів попередніх та баз наступних транзисторів з'єднані безпосередньо. За таких умов резистори $R_{\text{Е}}$ кожного наступного каскаду, що здійснюють термостабілізацію каскадів за допомогою внутрішньокаскадних негативних зворотних зв'язків за постійним струмом, призначено також, щоб створити потрібну напругу $U_{\text{БЕс}}$ між базою та емітером у режимі спокою. Це досягається підвищенням негативного потенціалу на емітері кожного транзистора під час проходження через резистор $R_{\text{Е}}$ емітерного струму до значення, меншого від абсолютного значення потенціалу його бази або, що те саме, від потенціалу колектора транзистора попереднього каскаду. Так, для бази транзистора $VT2$ у другому каскаді відносно його емітера маємо

$$U_{\text{БЕ2с}} = U_{\text{К1с}} - U_{\text{Е2с}} = U_{\text{К1с}} - I_{\text{Е2с}} R_{\text{Е2}}. \quad (9.4)$$

Коефіцієнт підсилення трикаскадного ППС визначимо як добуток коефіцієнтів підсилення окремих каскадів

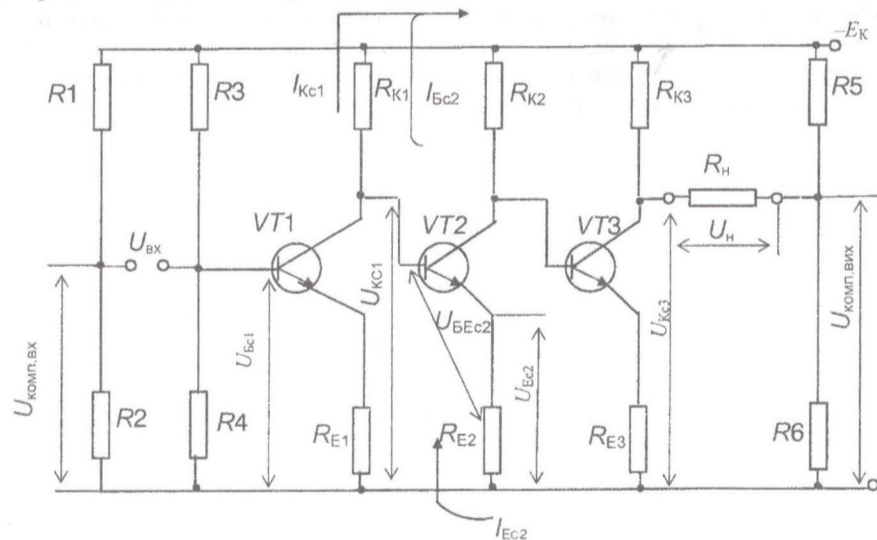


Рис. 9.4. Схема трикаскадного підсилювача постійного струму

$$K_U = K_{U1} K_{U2} K_{U3}$$

Щоб оцінити їх, вважатимемо, що $R_K \parallel R_{вх} \approx R_K$ і вхідний опір значно перевищує опір R_r джерела сигналу ($R_{вх} \gg R_r$). Тоді для коефіцієнтів підсилення каскадів дістанемо вирази

$$\begin{aligned} K_{U1} &= \beta_1 \frac{R_{K1} \parallel R_{вх2}}{R_{вх1}} \approx \beta_1 \frac{R_{K1}}{\beta_1 R_{E1}} = \frac{R_{K1}}{R_{E1}} \\ K_{U2} &= \beta_2 \frac{R_{K2} \parallel R_{вх3}}{R_{вх2}} \approx \beta_2 \frac{R_{K2}}{\beta_2 R_{E2}} = \frac{R_{K2}}{R_{E2}} \\ K_{U3} &= \beta_3 \frac{R_{K3} \parallel (R_4 + R_5 \parallel R_6)}{R_{вх3}} \approx \beta_3 \frac{R_{K3} \parallel (R_4 + R_5 \parallel R_6)}{R_{E6}} \end{aligned} \quad (9.5)$$

Звідси видно, що коефіцієнти підсилення каскадів обернено пропорційні опорам у колах емітерів цих каскадів.

У ППС бази транзистора наступного каскаду з'єднані з колектором попереднього, і щоб забезпечити роботу каскаду, треба збільшувати напругу на емітері, так само як і напругу на колекторі кожного наступного каскаду. Для цього треба підвищувати опори R_E у кожному наступному каскаді, щоб одержати необхідні значення напруги $U_{БЕс}$ на емітерах. Але при цьому згідно з виразами (12.9) зменшуються коефіцієнти підсилення наступних каскадів, а також і загальний коефіцієнт підсилення.

9.2.3. Диференційні, або балансні, підсилювачі постійного струму

Суттєвим засобом зменшення дрейфу в ППС фактично аж до нуля є застосування паралельно-балансних (диференційних) каскадів. Схемотехнічне вирішення одного з найпоширеніших підсилювальних каскадів наведено на рис.9.4. За цією схемою побудовано підсилювачі, що випускаються у вигляді окремих мікросхем (наприклад, К1УТ181 або К1УТ221), а також вхідні кола так званих *операційних підсилювачів*.

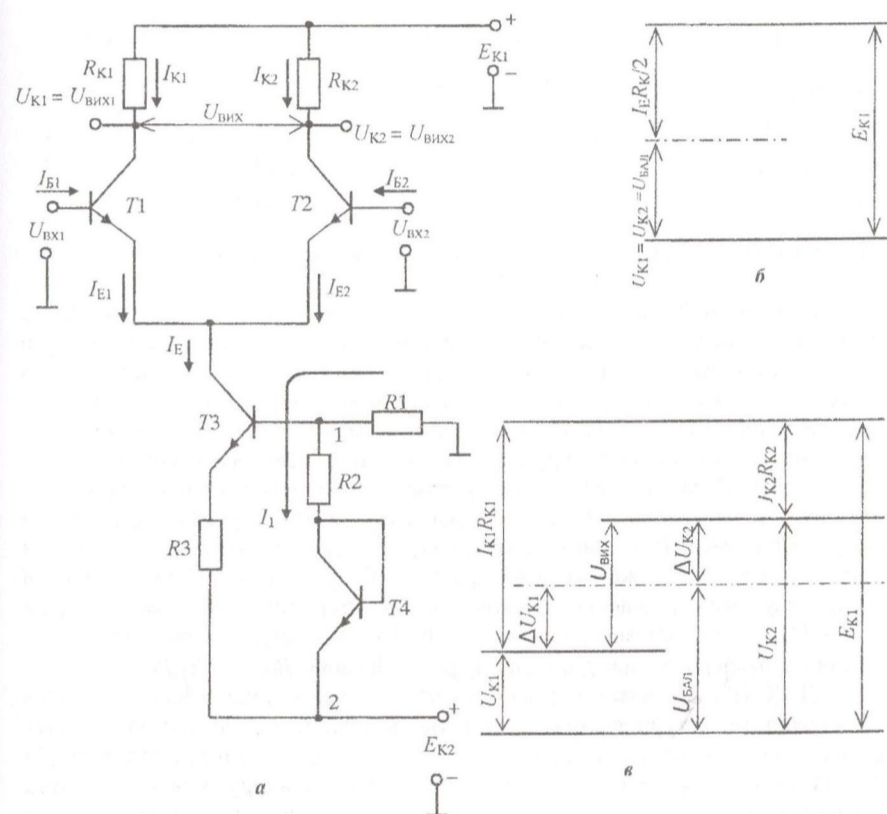


Рис. 9.4. Схема (а) та потенціальні діаграми диференціального каскаду без вхідного каскаду (б) та з ним (в)

Диференційний підсилювальний каскад (ДПК) побудовано за принципом збалансованого мосту, два плеча якого створюються резисторами R_{K1} і R_{K2} , а два других — транзисторами T_1 і T_2 . Вхідна напруга знімається або між колекторами транзисторів (з діагоналі мосту), або з колекторів (з вершин мосту).

На транзисторі T_3 зібрано схему джерела стабільного струму I_E , що визначає суму емітерних струмів I_{E1} та I_{E2} транзисторів T_1 і T_2 .

ДПК допускає подання вхідних сигналів як від двох джерел (рис. 9.4) на обидва входи ($U_{Вх1}$ і $U_{Вх2}$), так і від одного, коли інший вхід заземлюється (рис. 9.5), або ж сигнал подається між обома базами. Входи $U_{Вх1}$ і $U_{Вх2}$ за схемами на рис. 9.5 називають *диференційними*.

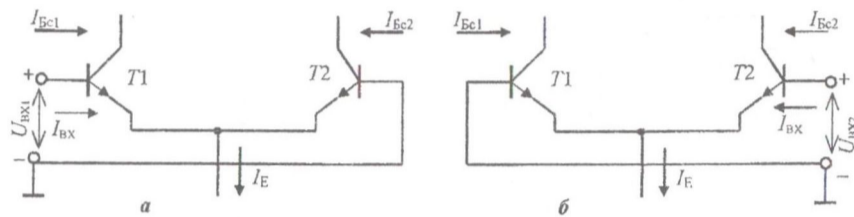


Рис. 9.5. Схеми диференціальних входів паралельно-балансного підсилювача постійного підсилювача

Живлення ДПК відбувається (рис. 9.4) від двох джерел $+E_{K1}$ та $-E_{K2}$ з однаковими напругами. Джерела з'єднано послідовно, тому сумарна напруга живлення буде $E_K = E_{K1} + E_{K2}$. За допомогою напруги E_{K2} потенціал емітерів транзисторів $T1$ і $T2$ знижено відносно спільної точки. Це, як було розглянуто для багатокаскадних ППС, дає змогу як подавати сигнали на входи ДПК без введення додаткових компенсаційних напруг, так і виділяти підсилені корисні сигнали.

Схема ДПК має мостову структуру, тому вимагає використання близьких за параметрами транзисторів $T1$ і $T2$ та однакових значень опорів R_{K1} , R_{K2} . Завдяки цьому, коли немає вхідних сигналів ($U_{вх1} = U_{вх2} = 0$), досягається баланс мосту, при якому напруги на колекторах обох транзисторів рівні між собою, а вихідної напруги, яку знімають з діагоналі мосту (між колекторами), немає, тому що $U_{вх1} = U_{вх2} - U_{вх2} = 0$. Нагадаємо, що умовою рівноваги мосту, при якій потенціали вершин діагоналі рівні $\varphi_{K1} = \varphi_{K2}$, у даному разі є рівняння $R_{K1}R_{T2} = R_{T1}R_{K2}$.

У ДПК забезпечується висока стабільність схеми щодо змінення напруги живлення, температури та інших чинників завдяки тому, що при однаковому дрейфі кожної паралельної частини ДПК напруга на колекторах транзисторів змінюється однаково і на ту саму величину, а різниця напруг між колекторами залишається сталою, що виключає дрейф на виході каскаду теоретично. Але насправді від неідентичності каналів ДПК, зумовленої або розкидом параметрів елементів, або неоднаковою зміною їх, деякий дрейф все таки є, хоча його величина суттєво менша, ніж у розглянутих ППС. Ідентичності транзисторів легко досягти завдяки інтегральній технології у мікросхемах, що забезпечує незначний дрейф інтегральних ППС.

Без вхідного сигналу у ввімкненому ДПК струм I_E розподіляється порівну між двома транзисторами $I_{E1} = I_{E2} = I_E / 2$. Емітерні струми I_{E1} та I_{E2} визначаються вхідними струмами зміщення (базовими струмами спокою) $I_{Б1c} = I_{Б2c} = I_E / 2(1 + \beta) = I_{вх зм}$. Базові струми є складовими струмів емітерів і проходять у колі з джерелом струму I_E і напругою живлення E_{K2} . Рівності емітерних струмів відповідає рівність колекторних струмів $I_{K1} = I_{K2} = \alpha I_E / 2 \approx I_E / 2$ і напруг на колекторах, названих при $U_{вх} = 0$ балансними $U_{бал}$ (врахуємо абсолютні значення напруг): $U_{K1} = U_{K2} = U_{бал} \approx E_{K1} - I_E R_K / 2$ (рис. 9.4, б), де $R_{K1} = R_{K2} = R_K$. Такий стан схеми відповідає режиму балансу каскаду або режиму спокою ($U_{вх} = 0$).

За наявності вхідного сигналу, наприклад у разі подання його на вхід транзистора $T1$ ($U_{вх1} \neq 0$ на рис.9.5), і без нього на вході $T2$ ($U_{вх2} = 0$) як і раніше стан ДПК зміниться.

Нехай полярності вхідної напруги $U_{вх1}$ і $U_{вх2}$ позитивні. Під дією вхідного сигналу через вхідні кола обох транзисторів тече вхідний струм $I_{вх}$, який збільшить струм спокою $I_{Б1c}$ бази транзистора $T1$ і зменшить струм спокою $I_{Б2c}$ бази транзистора $T2$. Внаслідок чого струми I_{E1} та I_{K1} транзистора $T1$ збільшаться, а струми транзистора $T2$ I_{E2} та I_{K2} зменшаться. Струми обох транзисторів змінюються на однакову величину, оскільки сума струмів $I_{E1} + I_{E2} = I_E$ залишається незмінною.

Від змінення колекторних струмів змінюється потенціальна діаграма каскаду (див. рис. 9.4, θ). Напряга $U_{K1} = E_{K1} - I_{K1}R_{K1}$ зменшується, що зумовлює приріст напруги $-\Delta U_{K1}$, протилежний за знаком (проінвертований) напрузі $+U_{вх1}$. Напряга $U_{K2} = E_{K2} - I_{K2}R_{K2}$ зростає, що у свою чергу створює приріст напруги $+\Delta U_{K2}$ того ж таки знаку, що і напряга вхідного сигналу $U_{вх}$.

Отже, для розглянутого (диференційного — між обома входами) способу подання вхідного сигналу вихід підсилювального каскаду з боку колектора транзистора $T1$ ($U_{вих1}$) є інвертувальним, а з боку колектора транзистора $T2$ ($U_{вих2}$) — неінвертувальним. Сигнал, що знімається з (між) обох колекторів, називають *диференціальним*:

$$U_{вих} = U_{K1} - U_{K2} = \Delta U_{K1} + \Delta U_{K2} = 2 \Delta U_K. \quad (9.6)$$

Очевидно, що більшими значеннями напруги $U_{вх1}$ на вході породжуються більші значення вихідної напруги. Найбільша зміна вихідної напруги під дією сигналу на вході буде, коли під впливом вхідного струму $I_{вх}$ струм бази одного з транзисторів ($I_{Б2}$ у данному разі) знижується до нуля і весь струм I_E тече тільки через один з транзисторів ($T1$ у розглянутому випадку). Вихідні напруги ДПК при цьому будуть:

$$\begin{aligned} U_{вих1} &= U_{K1} = E_{K1} - I_E \alpha R_K \approx E_{K1} - I_E R_K, \\ U_{вих2} &= U_{K2} = E_{K2}, \\ &= U_{K1} - U_{K2} \approx I_E R_K. \end{aligned} \quad (9.7) \quad U_{вих}$$

Подібно до описаного, але з іншими знаками приростів, поведеться схема ДПК в разі змінення полярності підведеної вхідної напруги або в разі ввімкнення вхідного сигналу за іншою схемою (на інший вхід), як показано на рис. 9.5.

Уже зазначалося, схема диференційного підсилювального каскаду допускає подання вхідних сигналів $U_{вх1}$ і $U_{вх2}$ одночасно на два входи відповідно. Якщо вхідні сигнали неоднакової полярності (протифазні), то диференціальна вхідна напряга

$$U_{вх} = U_{вх1} + U_{вх2},$$

а диференціальна вихідна напряга

$$U_{вих} = K_{U_d} (U_{вх1} + U_{вх2}), \quad (9.8)$$

де K_{U_d} — коефіцієнт підсилення каскаду за диференціальним виходом.

За наявності двох синфазних вхідних сигналів диференціальний вхідна напряга є різницею $U_{вх} = U_{вх1} - U_{вх2}$, якій пропорційна також диференціальна вихідна напряга

$$U_{вих} = K_{U_d} (U_{вх1} - U_{вх2}). \quad (9.9)$$

При інтегральному (мікросхемному) виконанні ДПК замість резисторів R_K широко використовують транзистори, що виконують функцію *динамічних*

навантажень каскаду. Такі схеми забезпечують більші (декілька сотень замість декількох десятків) значення K_{U_d} порівнянно з розглянутою схемою. Це важливо, коли ДПК застосовують як перший каскад багатокаскадних підсилювачів постійного струму.

9.3. Підсилювачі постійного струму з перетворенням частоти

Структурна схема такого підсилювача, що наведена на рис. 9.6, складається з модулятора М, підсилювача змінного струму ПЗС та демодулятора Д.

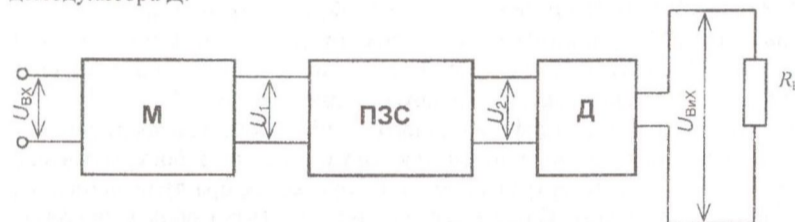


Рис. 9.6. Структурна схема підсилювача постійного струму з перетворенням частоти підсилювального сигналу

У модуляторі М вхідна напруга $U_{вх}$, що повільно змінюється або є постійною, перетворюється на змінну напругу U_1 , частота якої може лежати в межах від 50 Гц до 100 кГц, і подається на підсилення на вхід ПЗС. Напруга U_2 з виходу ПЗС надходить на демодулятор Д, де перетворюється на напругу $U_{вих}$, яка збігається за формою з напругою $U_{вх}$, але за значенням переважає її в K разів, де K – коефіцієнт підсилення підсилювача змінного струму. Оскільки ПЗС не має дрейфу, то дрейф ППС з перетворенням частоти визначається тільки дрейфом модулятора. А цим дрейфом можна знехтувати, тому що на вході модулятора М діє дуже незначна вхідна напруга $U_{вх}$ (порядку лише декілька вольтів).

Основною перевагою таких ППС з перетворенням частоти є малий дрейф, що цілком визначається дрейфом модулятора, а недоліком – низька гранична частота на ділянці високих частот. Це пов'язано з погіршенням роботи модулятора з підвищенням частоти вхідного сигналу. Крім того, при близьких частотах вхідної та опорної напруг фільтр у демодуляторі не може відділити вихідну напругу від опорної.

Якщо частота опорної напруги $f_{оп} = 50$ Гц, то підсилювач постійного струму може підсилювати вхідні сигнали з частотою від нуля до 10 Гц, тоді як підсилювачі постійного струму без перетворювачів мають частотну межу до декількох мегагерців. Для прикладу на рис. 9.7 наведено амплітудно-

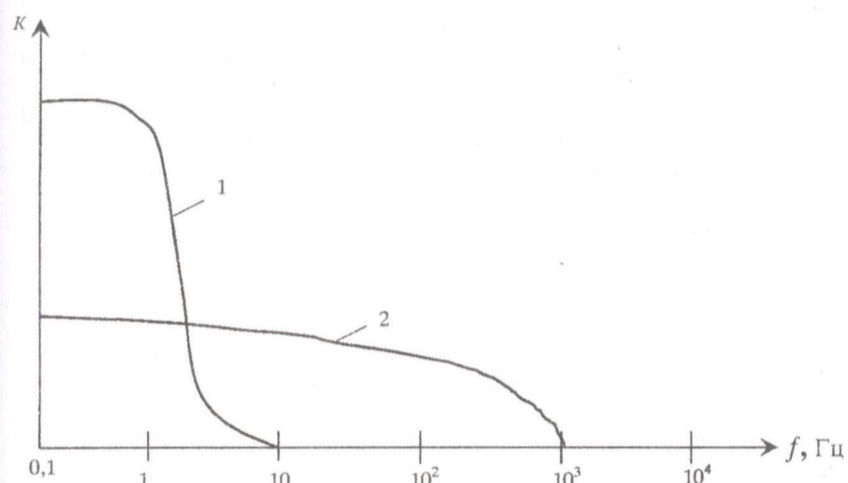


Рис. 9.7. Амплітудно-частотні характеристики підсилювача постійного струму з перетворенням частоти (1) і без нього (2)

частотні характеристики ППС з перетворенням частоти (крива 1) та без нього (крива 2). Щоб розширити смугу підсилюваних частот, застосовують комбіновані підсилювачі.

У комбінованих підсилювачах постійного струму вхідний сигнал подається паралельно одразу на входи ППС з перетворенням частоти та на ППС без перетворення. Напряга з виходів цих підсилювачів надходить на окремий підсилювач, який їх складає, наприклад на несиметричний балансний каскад. Комбінований ППС має дрейф на такому ж низькому рівні, як підсилювач з перетворенням, але частотну характеристику — не гіршу, ніж ППС без перетворення частоти.

Контрольні питання

(Гончаренко Б.М., Коновалов К.В., ЕМСТ, с. 200 - 222)

9.1. Дайте визначення підсилювача постійного струму. Чи може він підсилювати сигнали змінного струму?

9.2. Поясніть вигляд амплітудно-частотної характеристики підсилювача постійного струму та порівняйте її з такою для підсилювача змінного струму.

9.3. У чому полягають особливості забезпечення режиму спокою підсилювача постійного струму порівняно з підсилювачем змінного струму?

9.4. Що таке дрейф підсилювача постійного струму, як його визначити, чому він є недоліком?

9.5. Чи існує в підсилювачах змінного струму завдання виділення підсиленого сигналу? А в підсилювачах постійного струму?

9.6. Яким вимогам відповідають підсилювачі як змінного, так і постійного струму?

9.7. Назвіть види підсилювачів постійного струму та підвиди їх прямого підсилення.

- 9.8. Наведіть схему однокаскадного підсилювача постійного струму з навантаженням у колі колектора, назвіть недоліки такого підсилювача.
- 9.9. Наведіть схему однокаскадного підсилювача постійного струму з компенсацією сталих складових на вході та виході. Що дає ця компенсація?
- 9.10. Як компенсуються режимні сталі складові на вході й виході підсилювача постійного струму? Чим визначаються компенсаційні напруги?
- 9.11. Назвіть умови рівноваги вхідного та вихідного мостів у підсилювачі постійного струму.
- 9.12. Чи можна однокаскадні підсилювачі постійного струму з одним джерелом живлення з'єднувати в каскади? Чому ні?
- 9.13. Поясніть роботу однокаскадного підсилювача постійного струму за часовою потенціальною діаграмою.
- 9.14. Наведіть схему та особливості багатокаскадного підсилювача постійного струму. Як створюються напруги на базах транзисторів, чим вони відрізняються?
- 9.15. В якому зв'язку з напругами U_{BE} є опори в ланцюгах емітерів та колекторів каскадів підсилювача постійного струму?
- 9.16. Як опори емітерних ланцюгів у багатокаскадному підсилювачі постійного струму впливають на коефіцієнти підсилення каскадів?
- 9.17. Дайте визначення балансних підсилювачів постійного струму. Чому дрейф їх мінімальний?
- 9.18. Охарактеризуйте диференційний підсилювач постійного струму. Наведіть принципову схему диференційного підсилювального каскаду без джерела стабільного струму емітера.
- 9.19. Які вмикання входу допускає диференційний підсилювальний каскад? Чому застосування компенсаційних напруг не потрібне?
- 9.20. Чим визначається висока стабільність диференційного підсилювального каскаду?
- 9.21. Поясніть за допомогою потенціальних діаграм роботу диференційного підсилювального каскаду, коли немає вхідного сигналу.
- 9.22. Якого значення набуває вихідна напруга диференційного підсилювального каскаду при наявності вхідного сигналу тільки на одному вході? Що відбувається в разі змінення полярності вхідного сигналу?
- 9.23. Поясніть принцип дії підсилювача постійного струму з перетворенням частоти.
- 9.24. Поясніть переваги комбінованих підсилювачів постійного струму та особливості їхньої амплітудно-частотної характеристики.

ЛЕКЦІЯ 10 ОПЕРАЦІЙНІ ПІДСИЛЮВАЧІ

10.1. Загальна характеристика

Підсилювачі постійного струму є базою класу підсилювачів з специфічними характеристиками, так званих *операційних підсилювачів* (ОП).

ОП мають величезний коефіцієнт підсилення за напругою і диференціальний вхід (два окремих виводи), але один вихід. Випуск ОП в інтегральному виконанні зробили їх багатоцільовим елементом. Широке практичне застосування ОП базується на використанні різних зовнішніх негативних ЗЗ. Можна вважати, що коефіцієнт підсилення ОП наближається до нескінченності ($K_U \rightarrow \infty$), як і вхідний його опір ($R_{вх} \rightarrow \infty$).

Умовне зображення ОП наведено на рис. 10.1, а.

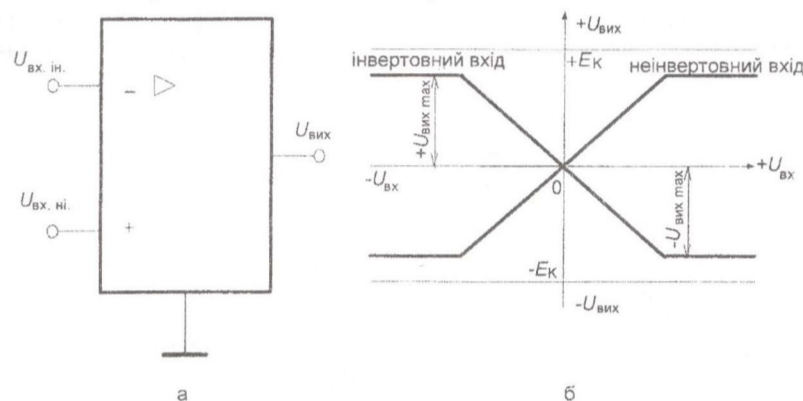


Рис. 10.1. Умовне зображення операційного підсилювача (а) та його амплітудна характеристика (б)

Один із входів його ($U_{вх.ін.}$ або "–") називають *інвертувальним*, а другий ($U_{вх.ні.}$ або "+") — *неінвертувальним*. Якщо подати сигнал на інвертувальний вхід, то приріст вихідного сигналу протилежний за фазою порівняно з вхідним, якщо на неінвертувальний — приріст збігається за фазою з вхідним. Інвертувальний вхід звичайно використовують, щоб здійснити негативні ЗЗ.

Найважливішими для ОП є *амплітудні характеристики (АХ)* або *передавальні*. Вони мають вигляд двох кривих (рис. 10.1, б), що характеризують залежність вихідної напруги від вхідної відповідно за інвертувальним та неінвертувальним входами.

Похиленій (лінійній) ділянці кривих відповідає лінійна залежність виходу від входу за напругою. Великий кут нахилу ділянки визначається коефіцієнтом підсилення за напругою $K_U = \Delta U_{вих} / \Delta U_{вх}$ ОП. Значення K_U залежить від типу операційного підсилювача і коливається від декількох сотень до сотень тисяч і більше. Велике значення K_U дає змогу при охопленні таких підсилювачів глибоким ЗЗ створювати схеми з властивостями, яких початково не було в ОП.

Горизонтальні ділянки кривих відповідають нелінійному режиму (ключовому), оскільки він характеризується станом насичення або відсікання вихідного транзистора ОП. Коли змінюється вхідний сигнал на цих ділянках, вихідна напруга підсилювача залишається незмінною і має значення $+U_{вих.мах}$ або $-U_{вих.мах}$, близьке до напруги живлення $E_к$.

Якщо криві АХ проходять через початок координат ($U_{вих} = 0$ при $U_{вх} = 0$), то стан ОП називають *балансом*. Для реальних ОП стан балансу звичайно не

виконується. У разі розбалансування навіть при $U_{\text{вх}} = 0$ вихідна напруга може бути більшою або меншою від нуля ($U_{\text{вих}} = +\Delta U_{\text{вих}}$ або $U_{\text{вих}} = -\Delta U_{\text{вих}}$). Причиною розбалансування є розкид параметрів транзисторів диференційного вхідного каскаду ОП. На рис. 10.2, а наведено можливий вигляд АХ в реальному ОП в разі подання вхідного сигналу на неінвертувальний вхід.

Напругу $U_{\text{зм},0}$, при якій $U_{\text{вих}} = 0$, називають *напругою зміщення нуля*. Її треба прикласти до входу ОП, щоб він увійшов у стан балансу. Напруги $U_{\text{зм},0}$ та $\Delta U_{\text{вих}}$ об'єднує співвідношення $U_{\text{зм},0} = \Delta U_{\text{вих}} / K_U$. Температурна залежність параметрів ОП спричинює температурні дрейфи вхідної напруги зміщення і вихідної напруги.

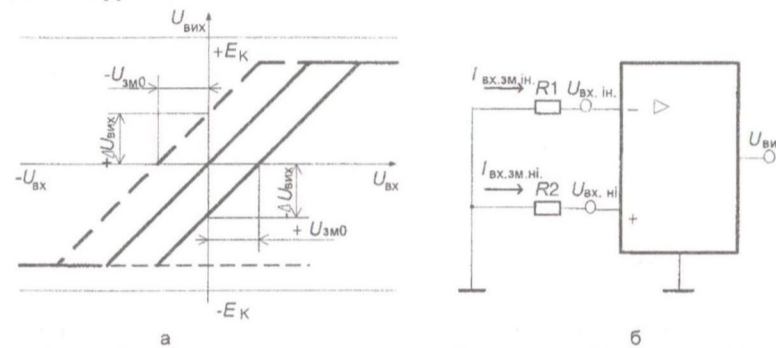


Рис.10.2. Амплітудна характеристика за наявності розбалансування а) і схема його усунення б)

Коли в ланцюги одного або ж обох входів ОП входять резистори, то треба враховувати падіння напруги на них. При неоднакових вхідних струмах і навіть однакових опорних резисторів R_1 і R_2 (рис. 10.2, б) падіння напруги на них неоднакове, що породжує розбаланс ОП. Балансування їх здійснюється поданням на один із входів підсилювача напруги зміщення і введенням резисторів у його вхідні ланцюги.

10.2. Схемотехнічне вирішення ОП

Як вхідний каскад ОП можна застосувати диференціальний каскад, вихідним каскадом може бути емітерний повторювач, який забезпечує потрібну навантажувальну здатність схеми. Емітерний повторювач не дає підсилення напруги, тому досягти потрібного значення K_U ОП можна за допомогою підсилювальних каскадів між емітерним повторювачем та вхідним диференціальним каскадом. Залежно від їхньої кількості розрізняють дво- та трикаскадні ОП. У двокаскадному підсилювачі використовують вхідний диференціальний каскад і один додатковий, а в трикаскадному — два додаткових. Але у двокаскадному підсилювачі вхідний диферен-

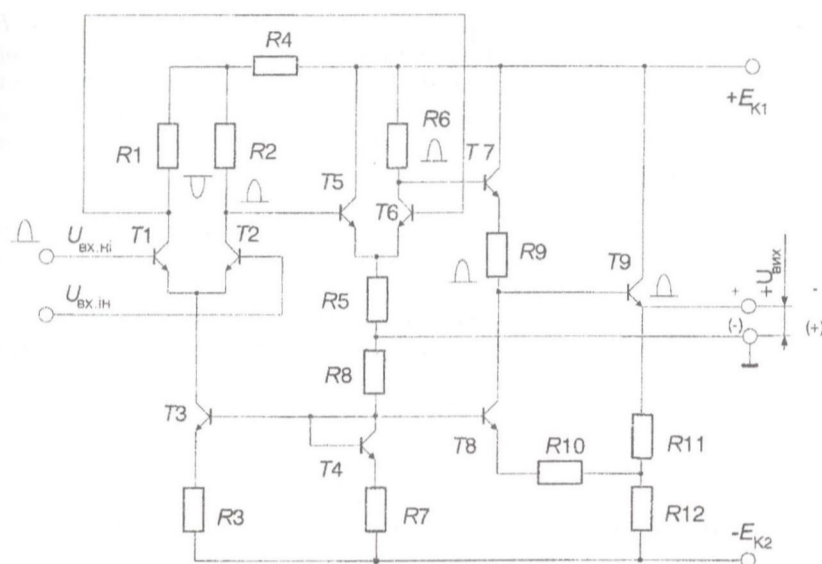


Рис.10.3. Принципова схема трикаскадного ОП

ціальний каскад виконано з динамічним навантаженням (у вигляді транзистора), а в трикаскадному – із звичайними резисторними навантаженнями. Крім того, ОП можуть включати допоміжні транзисторні каскади та елементи.

Принципову схему простого трикаскадного ОП наведено на рис. 10.3, він виконується у вигляді мікросхеми типу 140УД1. Живлення схеми вимагає два джерела ($+E_{K1}$ та $-E_{K2}$) з однаковою напругою та спільною точкою: $|E_{K1}| = |E_{K2}| = E_K$.

Вхідний підсилювальний каскад ОП виконано на транзисторах $T1, T2$ за відомою диференціальною схемою. Виходи першого каскаду підсилювача з'єднанні зі входами другого каскаду на транзисторах $T5, T6$. Цей каскад теж має диференціальну схему. Але в ланцюгу колектора транзистора $T5$ немає звичайного там резистора, тому що сигнал до наступного каскаду знімають лише з колектора транзистора $T6$. Крім того, у другому диференціальному каскаді не використано, як у першому ($T3, R3, T4, R7$), джерело стабільного струму I_E транзисторів $T5, T6$, а його стабільність забезпечується за допомогою резистора $R5$ у ланцюгу емітера. Падіння напруги на резисторі $R5$ від проходження струму I_E обох транзисторів підвищує потенціал їхніх емітерів, що дає можливість здійснити безпосередній зв'язок баз транзисторів другого каскаду із виходами попереднього.

Третій підсилювальний каскад виконано на транзисторах $T7, T8$, і його вихід з'єднано із входом транзистора $T9$, на якому реалізовано емітерний повторювач підсилювача. Цей каскад має таке схемне з'єднання, що транзистори $T7, T8$ являють собою керовані елементи вхідного подільника емітерного повторювача. Транзистором $T7$ керує ланцюг бази вихідним сигналом другого каскаду, а транзистором $T8$ – ланцюг емітера падінням напруги на резисторі $R12$ від проходження струму емітера транзистора $T9$. Транзистор $T8$ входить до контуру позитивного ЗЗ, що забезпечує високий

коефіцієнт підсилення третього каскаду. Сумісна дія транзисторів *T7* та *T8* скерована або на підвищення, або на зниження (залежно від сигналу на вході транзистора *T6*) вхідної напруги емітерного повторювача, тобто потенціалу бази транзистора *T9* відносно точки $-E_{K2}$. Підвищення напруги на базі транзистора *T9* зумовлюється зменшенням опору постійному струму транзистора *T7*, а також збільшенням опору транзистора *T8* або навпаки.

При вхідних напругах підсилювача $U_{вх.ін} = U_{вх.ні} = 0$ напруга на колекторі транзистора *T6* така, що близькі за значенням потенціали бази та емітера транзистора *T9* відносно точки $-E_{K2}$ дорівнюють $+E_K$ і напруги на виході підсилювача немає ($U_{вих} = 0$).

Якщо під дією вхідного сигналу, що показаний на рис. 10.3 у вигляді півхвилі, напруга на колекторі транзистора *T6* підвищиться (позитивна півхвиля), то зростуть також струми I_B, I_E транзистора *T7*. А цим зумовлюється зростання струмів I_B, I_E транзистора *T9*. Напруга на резисторі *R12* підвищується, що знижує напругу U_{BE} і струми I_B, I_K транзистора *T8*. Від зростання струму I_E транзистора *T7* і зменшення струму I_K транзистора *T8* потенціали бази та емітера транзистора *T9* відносно точки $-E_{K2}$ стають більшими ніж $+E_K$. На виході ОП створюється напруга позитивної полярності $U_{вих} > 0$ (ця полярність на рис. 10.3 показана без дужок).

Якщо напруга на колекторі транзистора *T8* знизиться, то струми транзисторів *T7, T9* зменшуються, а струми транзистора *T8* зростають. Цим зумовлюється зменшення потенціалів бази та емітера транзистора *T9* відносно точки $-E_{K2}$. На виході ОП створюється напруга негативної полярності $U_{вих} < 0$ (цю полярність на рисунку показано в дужках).

Очевидно, максимальна вихідна напруга $-U_{вих\ max}$ негативної полярності буде близькою до $-E_{K2} = -E_K$, а максимальна напруга $+U_{вих\ max}$ позитивної полярності — до $+E_{K1} = +E_K$.

10.3. Операційний підсилювач у лінійному режимі

Лінійному режиму роботи ОП відповідають лінійні скісні ділянки АХ, на яких існує пропорційна залежність вихідної напруги від вхідної, що і визначає аналоговий характер схем у цьому режимі.

Для роботи ОП завжди використовують ЗЗ, тому узагальнена схема його може бути такою, як на рис. 10.4.

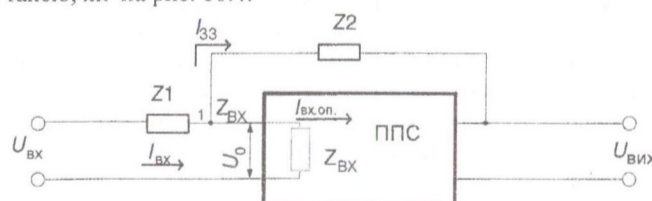


Рис.10.4. Узагальнена схема ОП

Як видно з рисунка, ОП являє собою підсилювач постійного струму з паралельним негативним ЗЗ за напругою. Негативний характер ЗЗ зумовлений поданням напруги на інвертувальний вхід підсилювача так, що

$$\dot{U}_{\text{вих}} = -K_U \dot{U}_0 \quad (10.1)$$

Для вузла 1 такого підсилювача з вхідним опором $Z_{\text{вх}}$ на основі першого закону Кірхгофа можна записати

$$I_{\text{вх}} + I_{33} + I_{\text{вх.оп}} = [(\dot{U}_0 - \dot{U}_{\text{вх}})/Z_1] + [(\dot{U}_0 - \dot{U}_{\text{вих}})/Z_2] + \dot{U}_0/Z_{\text{вх}} \quad (10.2)$$

де I_{33} – струм ЗЗ.

З урахуванням рівняння (10.1) останній вираз набуває вигляду

$$K_{33} = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} \left(\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{K_{U,\text{оп}} \cdot Z_1} + \frac{1}{K_{U,\text{оп}} \cdot Z_2} + \frac{1}{K_{U,\text{оп}} \cdot Z_{\text{вх}}} \right)} \quad (10.3)$$

За умови, що $K_U \gg 10000$, усі складові $1/(K_U Z_i) = 0$, тоді

$$K_{33} = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (10.4)$$

Якщо опори $Z_1 = R_1$ та $Z_2 = R_{33}$ чисто активні, то

$$K_{33} = \frac{R_{33}}{R_1} = \text{const.} \quad (10.5)$$

Коефіцієнт підсилення ОП з паралельним ЗЗ на активних опорах не залежить від частоти і є сталим, а ОП з таким коефіцієнтом називають *масштабним*.

Розглянемо деякі приклади схемотехніки аналогових застосувань ОП у лінійному режимі.

Інвертувальний підсилювач змінює знак вихідного сигналу відносно вхідного. Його схема (рис. 10.5, а) відповідає узагальненій схемі, оскільки створюється введенням за допомогою резистора R_{33} на інвертувальному вході паралельного негативного ЗЗ за напругою.

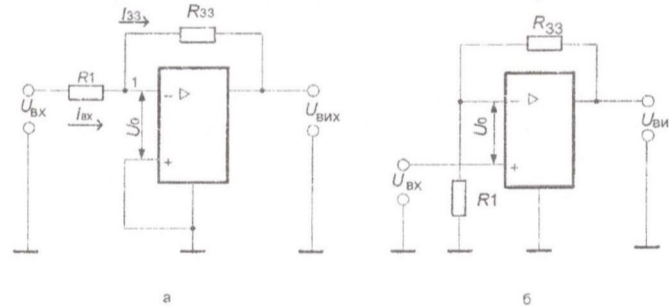


Рис.10.5. Схеми інвертувального (а) та неінвертувального (б) підсилювачів. Неінвертувальний вхід при цьому заземлено. Вхідний сигнал подають через резистор R_1 на інвертувальний вхід ОП.

Показники схеми можна визначити, скориставшись рівнянням струмів для вузла 1. Якщо вважати $R_{\text{вх}} = \infty$, то вхідний струм власне ОП $I_{\text{вх.оп}} = 0$ і $I_{\text{вх}} = I_{33}$, звідки

$$\frac{U_{\text{вх}} - U_0}{R_1} = -\frac{U_{\text{вих}} - U_0}{R_{33}} \quad (10.6)$$

звідки
$$U_{\text{вих}} = \frac{R_1 + R_{33}}{nR_1} (U_1 + U_2 + \dots + U_n). \quad (10.15)$$

Параметри схеми вибирають при множинку у правій частині (10.15), що дорівнює одиниці: $(R_1 + R_{33}) / (nR_1) = 1$.

І н т е г р а т о р, або інтегрувальний підсилювач на ОП, утворюють з узагальненої схеми (див. рис. 10.4), в якій взято $Z_1 = R_1$, а $Z_2 = 1/j\omega C$. Тоді коефіцієнт підсилення

$$K_{33} = \frac{Z_2}{Z_1} = \frac{j\omega C}{R_1} = \frac{1}{j\omega R_1 C} = \frac{1}{j\omega\tau}, \quad (10.16)$$

де $\tau = R_1 C$ — стала часу, або стала інтегрування.

В операторній формі вираз (10.16) набуде вигляду

$$K(p) = \frac{1}{pR_1 C} = \frac{1}{p\tau},$$

що відповідає операції інтегрування.

Дійсно, схема інтегратора (рис. 10.8, а) утворюється заміною в схемі інвертувального підсилювача (див. рис. 10.5, а) резистора R_{33} конденсатором. Тоді $I_{\text{вх}} = I_R$, а $I_{33} = I_C$ і, за аналогією з інвертувальним підсилювачем, $I_C = I_R$, звідки

$$-C \frac{dU_{\text{вих}}}{dt} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1}$$

або
$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{R_1 C} \int U_{\text{вх}} dt + U_{\text{вих}0}, \quad (10.17)$$

де $U_{\text{вих}0}$ — вихідна напруга в момент часу $t = 0$.

Відлік часу ведуть з моменту подання вхідного сигналу і звичайно $U_{\text{вх}} = 0$ і $U_{\text{вих}} = 0$ при $t = 0$. Тоді вираз (10.17) набуває вигляду

$$U_{\text{вих}} = -\frac{1}{\tau} \int_0^t U_{\text{вх}} dt, \quad (10.17,а)$$

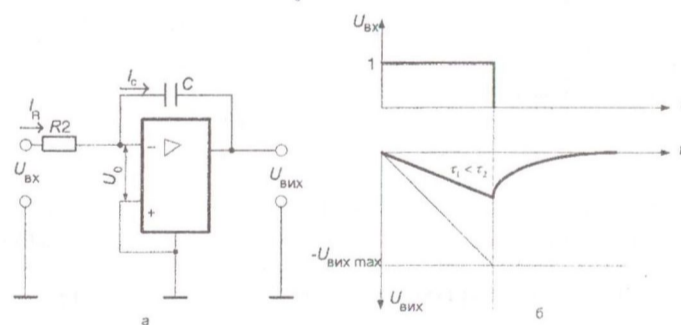


Рис 10.8. Схема інтегратора (а) та діаграми змінення вхідної та вихідної напруг (б)

При $\tau = R_1 C = 1 \text{ с}^{-1}$ (наприклад, при $R_1 = 1 \text{ МОм}$, $C = 1 \text{ мкФ}$) інтегрування відбувається в реальному часі. При інших співвідношеннях R і C масштаб інтегрування може бути іншим, наприклад при $\tau = 0,1 \text{ с}^{-1}$ масштаб інтегрування

в часі становить 10, при $\tau = 10 \text{ с}^{-1} - 0,1$, тобто може бути сповільненим або прискореним.

Масштаб інтегрування вибирають з урахуванням параметра вхідного сигналу так, щоб до кінця операції інтегрування вихідна напруга ОП не досягла граничного значення $\pm U_{\text{вих. max}}$. На рис. 10.8, б, де вхідний сигнал зображено у вигляді одиничного стрибка, у разі неправильного вибору сталої інтегрування τ_i процес інтегрування не закінчується до кінця вхідного імпульсу, тому операція інтегрування проводиться з похибкою, а якщо сталу правильно вибрати (τ_2), то усе гаразд.

Контрольні запитання

(Гончаренко Б.М., Коновалов К.В., ЕМСТ, с. 224 - 241)

- 10.1. Дайте визначення операційного підсилювача. Це підсилювач постійного чи змінного струму?
- 10.2. Наведіть умовне позначення операційного підсилювача. Як показують його живлення?
- 10.3. Наведіть і поясніть вигляд передавальної амплітудної характеристики операційного підсилювача.
- 10.4. Що таке і як усувається розбалансування операційного підсилювача.
- 10.5. Наведіть приклад схеми операційного підсилювача.
- 10.6. Простежте фазу сигналу, що передається в операційному підсилювачі.
- 10.6. Наведіть і поясніть узагальнену схему використання операційного підсилювача.
- 10.7. Перерахуйте приклади застосування операційного підсилювача в лінійному режимі.
- 10.8. Наведіть схему та поясніть дію інвертувального підсилювача на операційному підсилювачі.
- 10.9. Наведіть схему та поясніть дію неінвертувального підсилювача на операційному підсилювачі.
- 10.10. Наведіть схеми та поясніть дію повторювача напруги та перетворювача струму в напругу на операційному підсилювачі.
- 10.11. Наведіть схему та поясніть дію інвертувального суматора на операційному підсилювачі.
- 10.12. Наведіть схему та поясніть дію неінвертувального суматора на операційному підсилювачі.
- 10.13. Наведіть схему і поясніть дію інтегратора на операційному підсилювачі.

ЛЕКЦІЯ 11

ОПЕРАЦІЙНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ В ІМПУЛЬСНОМУ РЕЖИМІ

В імпульсному режимі роботи ОП напруги вхідного сигналу мають перевищувати ті значення в околі початку АХ, що відповідають лінійному режиму. Вихідна напруга може набувати значень $\pm U_{\text{вих max}}$ залежно від полярності вхідного сигналу.

Компаратор на ОП – це схема, що порівнює вимірювану вхідну напругу $U_{\text{вх}}$ з опорною напругою $U_{\text{оп}}$. Коли напруга $U_{\text{вх}}$ досягає рівня $U_{\text{оп}}$,

змінюється полярність напруги на виході операційного підсилювача, наприклад з $+U_{\text{вих max}}$ на $-U_{\text{вих max}}$. Якщо немає опорної напруги ($U_{\text{оп}} = 0$), то компаратор фіксує момент переходу вхідної напруги $U_{\text{вх}}$ через нульове значення. Компаратор змінює свій стан перемиканням вихідної напруги за умови $U_{\text{вх}} - U_{\text{оп}} \approx 0$, тому має другу назву *нуль-орган*.

Схему найпростішого компаратора на ОП наведено на рис. 11.1, а. Її характеризує симетричне підмикання до входів підсилювача вимірюваної та опорної напруг. Різниця напруг $U_{\text{вх}} - U_{\text{оп}} = U_0$ є вхідною напругою між входами ОП (тобто на його диференціальному вході). Підсилювач у даному разі має АХ, як на рис. 11.1, б. Якщо $U_{\text{вх}} < U_{\text{оп}}$, то напруга $U_0 < 0$, у зв'язку з чим $U_{\text{вих}} = +U_{\text{вих max}}$, тому що напругу $U_{\text{вх}}$ прикладено на інвертувальний вхід. При $U_{\text{вх}} > U_{\text{оп}}$ напруга $U_0 > 0$ і $U_{\text{вих}} = -U_{\text{вих max}}$.

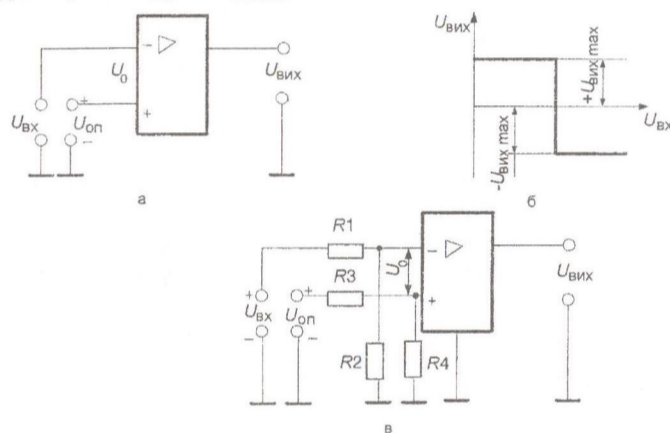


Рис. 11.1. Схема компаратора на ОП (а), АХ компаратора (б), схема компаратора з подільниками напруги (в)

Полярність вихідної напруги змінюється (перемикається ОП), коли вхідна вимірювана напруга переходить через значення $U_{\text{оп}}$, тобто при $U_0 = U_{\text{вх}} - U_{\text{оп}} \approx 0$, і має ступінчастий характер. Якщо змінити місця під'єднання джерел вхідної та опорної напруг (входи ОП) або їхню полярність, то матимемо інверсію АХ компаратора: при $U_0 < 0$ напруга $U_{\text{вих}} = -U_{\text{вих max}}$, при $U_0 > 0$ напруга $U_{\text{вих}} = +U_{\text{вих max}}$.

Схему на рис. 11.1, а можна застосовувати, доки порівнювані напруги не перевищують допустимі для ОП, інакше їх доведеться підключати до підсилювача через подільники напруги (рис. 11.1, в).

Тригер Шмітта – це також компаратор, у якому ОП охоплено позитивним ЗЗ (ПЗЗ) на неінвертувальному вході за допомогою резисторів $R1, R2$ (рис. 11.2, а). В АХ такого компаратора (рис. 11.2, б) з'являється гістерезис, і такий компаратор відомий під назвою *порогового пристрою* або *тригера Шмітта*. Наявність ПЗЗ змінює характер напруги на неінвертувальному вході ОП при кожному перемиканні компаратора, тому що вихідна напруга $U_{\text{вих}}$ змінюється в межах $\pm U_{\text{вих max}}$.

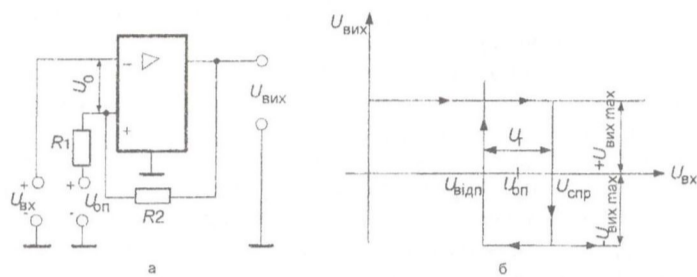


Рис.11.2. Схема тригера Шмітта (а) і його АХ (б)

Перемикається схема в стан $U_{вих} = -U_{вих.мах}$ тоді, коли вхідна напруга $U_{вх}$ досягає порога спрацювання $U_{спр}$, а повертається у вихідний стан $U_{вих} = +U_{вих.мах}$ – коли $U_{вх}$ знижується до порога відпускання $U_{відп}$. Порогові напруги визначають за умови, що ОП перемикається при $U_0 = 0$:

$$U_{спр} = U_{оп} + \frac{+U_{вих.мах} - U_{оп}}{R_1 + R_2} R_1; \quad (11.1)$$

$$U_{відп} = U_{оп} - \frac{-U_{вих.мах} + U_{оп}}{R_1 - R_2} R_1,$$

звідки ширина зони гістерезису

$$U_{Г} = U_{спр} - U_{відп} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (+U_{вих.мах} + (-U_{вих.мах})).$$

Якщо припустити, що $U_{оп} = 0$, то матимемо окремий випадок схеми порогового пристрою (рис. 11.3, а), АХ якого має гістерезис навколо початку координат (рис. 11.3, б). Його порогові напруги і зона гістерезису згідно з (11.1)

$$U_{спр} = \beta U_{вих.мах}^+; \quad U_{відп} = -\beta U_{вих.мах}^-; \quad U_{Г} = \beta (U_{вих.мах}^+ + U_{вих.мах}^-),$$

де $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ – коефіцієнт передачі ПЗЗ, а напруга $+U_{вих.мах}$ позначена як $U_{вих.мах}^+$ і відповідно $-U_{вих.мах}$ – як $U_{вих.мах}^-$. Зауважимо, що в разі змінення $U_{вх}$ від $U_{спр}$ до $U_{відп}$ маємо перемикання

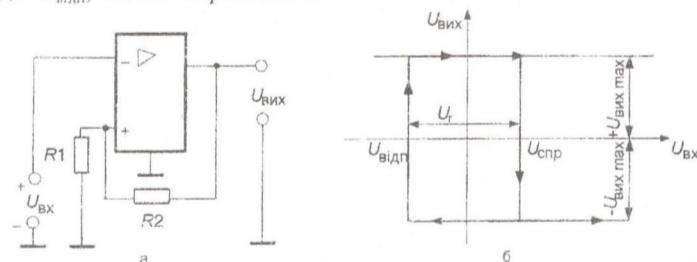


Рис.11.3. Схема компаратора з $U_{оп} = 0$ (а) і його АХ (б)

вихідної напруги компаратора від $U_{вих.мах}^+$ до $U_{вих.мах}^-$ або навпаки, залежно від попереднього стану, як тільки напруга на вході ОП стає $U_0 = 0$. Схема компаратора (рис. 11.3, а) є основою побудови імпульсних генераторів.

Мультивібратор – це генератор послідовності імпульсів прямокутної форми. Мультивібратори є автогенераторами, тобто працюють із самозбудженням і для початку роботи не потребують зовнішнього ініціювання.

Існує безліч схем мультивібраторів, але в сучасних умовах найбільш поширені й застосовні мультивібратори на ОП в інтегральному виконанні. Можливість використання цих підсилювачів у схемі мультивібратора впливає з властивості тригера Шмітта внаслідок ПЗЗ послідовно перемикається згідно із зміненням вихідної напруги в межах $\pm U_{\text{вих max}}$.

Симетричний мультивібратор має схему, що наведена на рис. 11.4, а, часові діаграми його наведено на рис. 11.4, б – г. Автоколивальний режим роботи створюється від використання на інвертувальному вході ОП часозадавального RC-ланцюга і ПЗЗ на неінвертувальному вході. Для симетричного мультивібратора характерна однакова тривалість півперіодів вихідної напруги.

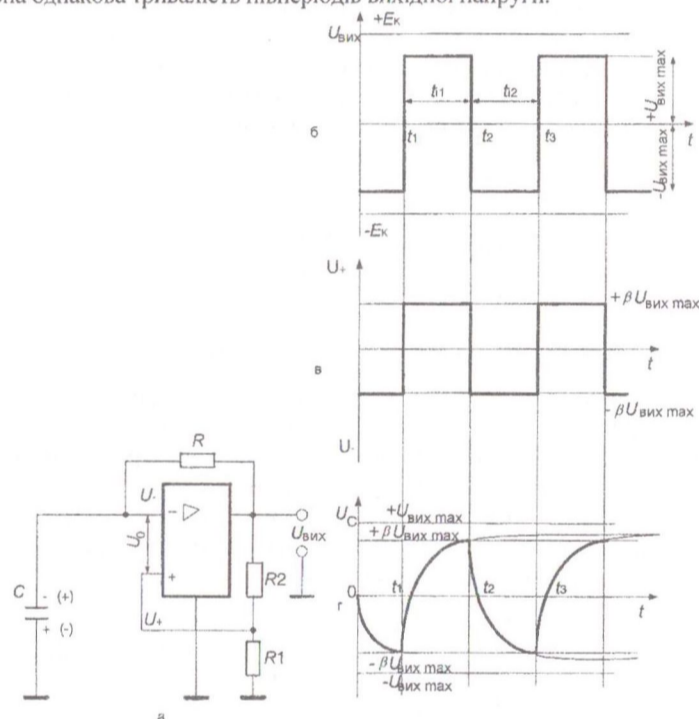


Рис.11.4. Схема симетричного мультивібратора на ОП (а) і його часові діаграми (б-г)

Припустимо, що до моменту часу t_1 напруга між входами ОП $U_0 > 0$. Це визначає напругу на виході підсилювача $U_{\text{вих}} = -U_{\text{вих max}}$ і на його неінвертувальному вході $U_+ = -\beta U_{\text{вих max}}$ (рис. 11.4, б, в), де $\beta = R_1/(R_1+R_2)$ – коефіцієнт передачі ланцюга ПЗЗ. Наявна на виході схеми напруга $U_{\text{вих}} = -U_{\text{вих max}}$ зумовлює процес заряджання конденсатора C через резистор R з полярністю, що показана на рис. 11.4, а без дужок. В момент часу t_1 напруга на інвертувальному вході ОП, що змінюється за експонентою (рис 11.4, г) як напруга заряду конденсатора $U_- = U_C$, досягає значення напруги на неінвертувальному вході $U_+ = -\beta U_{\text{вих max}}$.

Напряга на вході ОП стає рівною нулю ($U_0 = U_+ - U_- = 0$), що зумовлює перемикання його зі зміненням полярності напруги на виході: $U_{\text{вих}} = U_{\text{вих max}}$ (рис. 11.4, б). Напряга U_+ також змінює знак і за рівнем стає $\beta U_{\text{вих max}}$ (рис. 11.4, в), що відповідає стану $U_0 < 0$ і $U_{\text{вих}} = U_{\text{вих max}}$.

У момент часу t_1 до конденсатора C , що заряджений до напруги $U_C = -\beta U_{\text{вих max}}$, прикладено напругу $+U_{\text{вих max}}$ (рис. 11.4, з). Починається перезарядження конденсатора від рівня $-\beta U_{\text{вих max}}$ до рівня $+U_{\text{вих max}}$ з полярністю, що показана на рис. 11.4, а в дужках. Напряга на вході ОП $U_0 = U_+ - U_- < 0$ підтримує стан вихідної напруги $U_{\text{вих}} = U_{\text{вих max}}$ у проміжку часу $t_1 - t_2$.

У момент часу t_2 напруга на конденсаторі U_C , що визначає напругу на інвертувальному вході, досягає значення напруги $U_- = \beta U_{\text{вих max}}$. Напряга $U_0 = U_+ - U_-$ стає рівною нулю, що спричинює перемикання ОП в протилежний стан (рис. 11.4, б - з), а далі процеси проходять, як і в початковому розгляді, тобто при $t = 0$.

Частота проходження імпульсів симетричного мультівібратора

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{2t_1} \quad (11.2)$$

Час t_1 як тривалість імпульсу або інтервалу між імпульсами можна визначити як тривалість перезарядження конденсатора C в колі з резистором R і напругою $U_{\text{вих max}}$ від рівня $-\beta U_{\text{вих max}}$ до рівня $+\beta U_{\text{вих max}}$ (рис. 11.4, з) за відомим з електротехніки рівнянням

$$U_C(t) = U_C(\infty) - [U_C(\infty) - U_C(0)] e^{-t/\tau}, \quad (11.3)$$

де

$$U_C(\infty) = U_{\text{вих max}}, \quad U_C(0) = -\beta U_{\text{вих max}},$$

а $\tau = RC$.

Тоді:

$$U_C(t) = U_{\text{вих max}} - (U_{\text{вих max}} + \beta U_{\text{вих max}}) e^{-t/\tau}. \quad (11.4)$$

Якщо в останньому виразі припустити, що $U_C(t_1) = \beta U_{\text{вих max}}$, то можна визначити тривалість інтервалу перезарядження

$$t_1 = \tau \ln \frac{\beta U_{\text{вих max}} + U_{\text{вих max}}}{U_{\text{вих max}} - \beta U_{\text{вих max}}} \quad (11.5)$$

і

$$f = \frac{1}{2t_1} = \frac{1}{2\tau \ln \frac{\beta U_{\text{вих max}} + U_{\text{вих max}}}{U_{\text{вих max}} - \beta U_{\text{вих max}}}} \quad (11.6)$$

Якщо вихідну напругу ОП оцінити за модулем, то $+U_{\text{вих max}} = -U_{\text{вих max}}$ і співвідношення (11.5) і (11.6) з урахуванням $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ набудуть вигляду

$$t_1 = \tau \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right) \quad (11.7)$$

$$f = \frac{1}{2\tau \ln \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)} \quad (11.8)$$

Несиметричний мультівібратор, для якого $t_{11} \neq t_{12}$ має схему, що наведена на рис. 11.5, а. Несиметричний режим зумовлюють різні значення сталих часу зарядження та розрядження конденсатора C , що визначає

різну тривалість півперіодів вихідної напруги $t_{11} \neq t_{12}$. У схемі несиметричного мультивібратора (рис. 11.5, а) замість резистора R в ланцюгу ЗЗ R на інвертувальному вході використано дві паралельні гілки, складені діодами $VD1$ і $VD2$ та різними за опором резисторами $R3 \neq R4$.

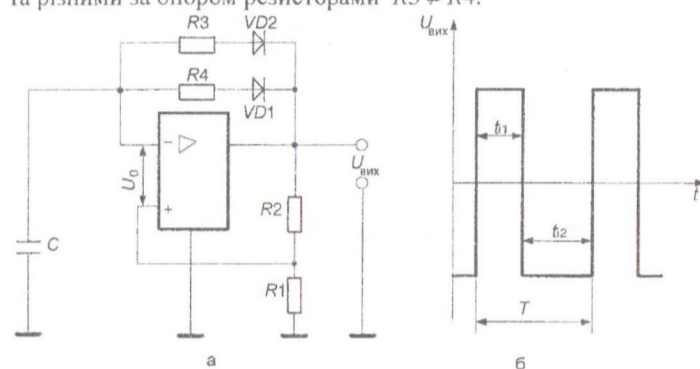


Рис.11.5. Схема несиметричного мультивібратора на ОП (а) і вигляд його вихідної напруги (б)

Діод $VD1$ відкритий при позитивній полярності вихідної напруги, а діод $VD2$ – при негативній. У першому випадку $\tau_1 = CR_3$, а в другому – $\tau_2 = CR_4$. Характер змінення вихідної напруги ОП за умови $R_4 > R_3$ показано на рис.11.5, б. Тривалість імпульсів t_{11} та пауз t_{12} розраховують за виразом (11.7) з підстановкою відповідного τ_1 або τ_2 , а частоту – за виразом

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{11} + t_{12}}$$

На вибір коефіцієнта передачі $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ і значень опорів резисторів в схемах мультивібраторів накладено умову за гранично допустимими режимами роботи ОП. Так, коефіцієнт β задають з урахуванням максимально допустимої для цього підсилювача напруги між входами $U_{0 \text{ max}}$, яка в момент перемикання схеми може досягати рівнів $\pm 2\beta U_{\text{вих max}}$. Виходячи з цього

$$\beta \leq U_{0 \text{ max}} / (\pm 2U_{\text{вих max}}) \approx U_{0 \text{ max}} / 2E_K \quad (11.9)$$

Вибір значень опорів резисторів R , R_1 , R_2 враховує максимально допустимий для ОП струм $I_{\text{вих max}}$. Реальний струм підсилювача має три складові: струм навантаження $U_{\text{вих}} / R_{\text{н}}$, струм ЗЗ на неінвертувальному вході $U_{\text{вих}} / (R_1 + R_2)$ і струм ЗЗ на інвертувальному вході $(U_{\text{вих}} - U_C) / R$, що мають максимум під час перемикання ОП. Тому

$$E_K \left(\frac{1}{R_{\text{н}}} + \frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1 + \beta}{R} \right) \leq I_{\text{вих max}} \quad (11.10)$$

У схемі несиметричного мультивібратора умова (11.10) має виконуватися для меншого з опорів R_3 чи R_4 .

О д н о в і б р а т о р и, для побудови яких використовують виключно інтегральні ОП, призначено для формування прямокутного імпульсу напруги бажаної тривалості при діянні на вході короткого запускового імпульсу. Як і мультивібратори, одновібратори мають два стани, але якщо в мультивібраторах вони обидва нестійкі, то в одновібраторах один стан, що характеризує

початковий режим (очікування) є стійким. Нестійкий стан починається з приходом запускового імпульсу і триває до кінця формування вихідного, після чого однобібратор переходить у початковий стійкий стан. Вихідний імпульс формується впродовж двох тактів перемикання схеми.

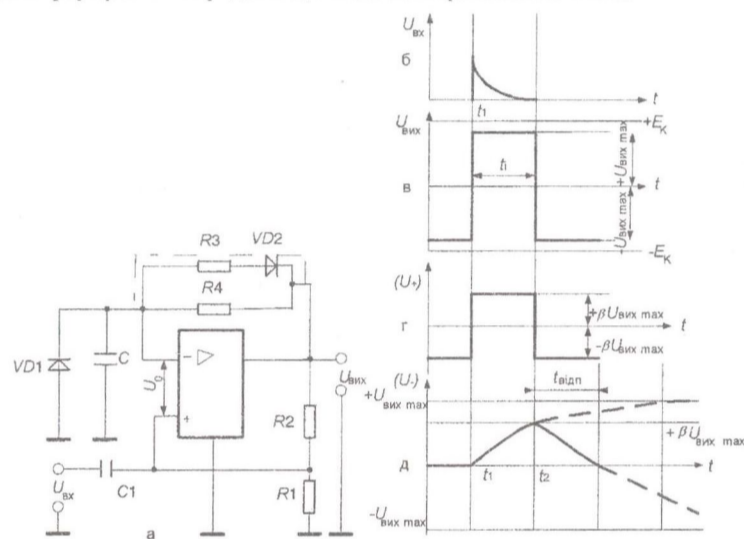


Рис.11.6. Схема однобібратора (а) і його часові діаграми (б-д)

Найпоширенішою є схема однобібратора (рис. 11.6), в якій, щоб створити режим очікування, паралельно конденсатору C ввімкнено діод $VD1$.

Якщо напрямок ввімкнення діода $VD1$ такий, як показано на рис. 11.6, а, то схема запускається вхідним імпульсом позитивної полярності. У разі зворотного напрямку діода $VD1$ запусковий імпульс має мати негативну полярність, при цьому змінюється також полярність напруги вихідного імпульсу.

У початковому стані напруга на виході однобібратора буде $-U_{\text{вих макс}}$, що визначає напругу на неінвертувальному вході ОП $U_+ = -\beta U_{\text{вих макс}}$ (рис. 11.6, б - з). Напруга ж на інвертувальному вході визначається падінням напруги на відкритому діоді $VD1$ від проходження струму в колі з резистором R і близька до нуля ($U_- \approx 0$), але так, щоб $U_- < 0$ (рис. 11.6, д), що дає вихідну напругу $-U_{\text{вих макс}}$.

Якщо в момент часу t_1 подати позитивний вхідний імпульс, то вхідна напруга ОП стає $U_0 > 0$, підсилювач перемикається в стан $U_{\text{вих}} = +U_{\text{вих макс}}$. На неінвертувальному вході напруга стає значення $U_+ = \beta U_{\text{вих макс}}$ (рис. 11.6, з), що підтримує змінений стан ОП. Дія напруги $U_{\text{вих макс}}$ (позитивної полярності) запирає діод $VD1$ і спричинює процес заряджання конденсатора C до напруги $U_{\text{вих макс}}$ (рис. 11.6, д). Характер процесу заряджання визначається рівнянням (11.3), де $U_C(\infty) = U_{\text{вих макс}}$, $U_C(0) = 0$, тобто

$$U_C(t) = U_{\text{вих макс}}(1 - e^{-t/\tau}), \quad (11.11)$$

де $\tau = RC$.

Однак у процесі заряджання напруга $U_C = U_-$ не досягає рівня $U_{\text{вих max}}$, тому що в момент часу t_2 при $U_C = U_- = \beta U_{\text{вих max}}$ і при $U_+ = \beta U_{\text{вих max}}$ вхідна напруга ОП стає рівною нулю ($U_0 = 0$) і підсилювач перемикається в початковий стан (рис. 11.6, в, з). Поклавши у (11.11) $U_C(t_i) = \beta U_{\text{вих max}}$, визначимо тривалість імпульсу, сформованого одновібратором:

$$t_i = \tau \frac{1}{1-\beta} = \tau \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (11.12)$$

З моменту часу t_2 в схемі починається процес розряджання конденсатора – відновлення початкової напруги на конденсаторі $U_C = 0 = U_-$ і на інвертувальному вході ОП (рис. 11.6, д). Цей процес зумовлено змінням полярності виходу підсилювача. Характер процесу визначається рівнянням (11.3), в якому $U_C(\infty) = -U_{\text{вих max}}$, $U_C(0) = \beta U_{\text{вих max}}$:

$$U_C(t) = \beta U_{\text{вих max}} - U_{\text{вих max}} (1 - e^{-t/\tau}) - U_{\text{вих max}} \quad (11.13)$$

Режим відновлення закінчується тим, що напруга U_C досягає напруги відпирання діода $VD1$, що є майже нульовою. Взяти у виразі (11.13) $U_C = 0$ при $t = t_{\text{відн}}$, визначимо час відновлення початкового стану

$$t_{\text{відн}} = \tau \ln \frac{\beta U_{\text{вих max}} + U_{\text{вих max}}}{U_{\text{вих max}}}, \quad (11.14)$$

а при $U_{\text{вих max}} = -U_{\text{вих max}}$

$$t_{\text{відн}} = \tau \ln(1+\beta) = \tau \ln \frac{2R_1 - R_2}{R_1 + R_2}. \quad (11.15)$$

Оскільки коефіцієнт передачі $\beta < 1$ і $1/(1-\beta) > 1 + \beta$ (у виразах (11.12) і (11.14)), то тривалість імпульсу більша, ніж час відновлення $t_i > t_{\text{відн}}$.

Процес відновлення початкового стану схеми має закінчитися до приходу чергового запускового імпульсу. Коли ж тривалість імпульсу сумірна з періодом проходження запускових імпульсів, то час відновлення можна скоротити паралельним ввімкненням до резистора $R4$ часозадавального ланцюга з діода $VD2$ і резистора $R3$, що скорочує сталу часу проміжка відновлення $t_{\text{відн}}$. Тоді стала часу у виразі (11.15) $\tau = C(R \parallel R_3)$.

Контрольні запитання

(Гончаренко Б.М., Коновалов К.В., ЕМСТ, с. 241 - 255)

- 11.1. Наведіть і поясніть схему компаратора на операційному підсилювачі.
- 11.2. Наведіть і поясніть схему тригера Шмітта на операційному підсилювачі. Від чого залежить ширина гістерезису?
- 11.3. Наведіть і поясніть схему мультівібратора на операційному підсилювачі.
- 11.4. Як визначити параметри послідовності імпульсів мультівібратора?
- 11.5. У чому полягає відмінність симетричного та несиметричного мультівібраторів на операційному підсилювачі?
- 11.6. Наведіть схему і поясніть дію одновібратора на операційному підсилювачі.

ЛЕКЦІЯ 12 ГЕНЕРАТОРИ ГАРМОНІЧНИХ КОЛИВАНЬ

12.1. Загальна характеристика й умови самозбудження

Генератори гармонічних коливань (ГГК) перетворюють енергію джерела постійного струму у змінний струм потрібної частоти. Їх реалізують на основі підсилювачів з ланкою позитивного зворотного зв'язку (ПЗЗ), що забезпечує стійкий режим самозбудження на заданій частоті.

Залежно від генерованої частоти генератори умовно поділяють на низькочастотні (0,01...100 кГц), високочастотні (0,1...100 МГц) та надвисокочастотні (понад 100 МГц). У високочастотних генераторах як позитивний зворотний зв'язок використовують такі частотно-залежні ланки, як коливальні LC-контури, а в низькочастотних — звичайно RC-чотириполосники. Розрізняють генератори з незалежним збудженням і з самозбудженням (автогенератори). Генератори з незалежним збудженням є вибірковими підсилювачами потужності, на вхід яких надходять коливання від автогенераторів. Вибіркові підсилювачі підсилюють сигнали в деякій вузькій смузі частот, на яких вони забезпечують потрібне підсилення і крутий спад його на всіх інших частотах.

Структурну схему автогенератора наведено на рис. 12.1. Вона складається з підсилювача з коефіцієнтом підсилення \dot{K} і кола позитивного зворотного зв'язку з коефіцієнтом передачі (або ЗЗ) $\dot{\beta}$, які прийнято комплексними, бо залежать від частоти.

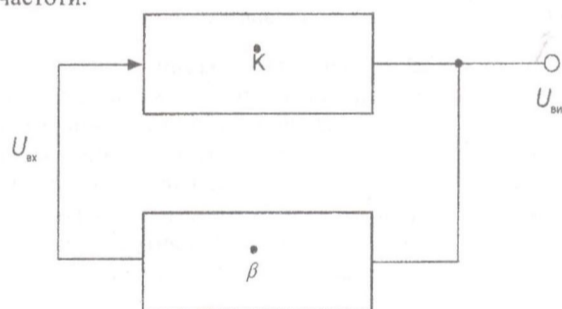


Рис. 12.1. Структурна схема автогенератора

Вхідним сигналом підсилювача в схемі автогенератора є частина вихідної напруги, передана ланкою ПЗЗ ($|\dot{\beta}| < 1$). В підсилювачі, охопленому ПЗЗ, напруги на виході та вході пов'язані співвідношенням

$$\dot{U}_{\text{вих}} = \dot{K} \dot{\beta} \dot{U}_{\text{вих}}, \quad (12.1)$$

яке справедливе лише за умови

$$\dot{K} \dot{\beta} = 1. \quad (12.2)$$

Це рівняння визначає умови самозбудження автогенератора і може бути записано в іншому вигляді згідно з його комплексним характером:

$$|K| e^{i\varphi_K} |\beta| e^{i\varphi_\beta} = 1, \quad (12.3)$$

де K і β — модулі коефіцієнтів підсилення і передачі зворотного зв'язку; φ_n і $\varphi_{зз}$ — фазові зсуви сигналу, створені підсилювачем і зворотним зв'язком.

Рівняння (14.3) має виконуватися за умов якщо

$$\varphi_n + \varphi_{зз} = 2n\pi, \quad K\beta = 1, \quad (12.4)$$

де $n = 0, 1, 2, 3, \dots$.

Перше рівняння (12.4) визначає умову "балансу фаз" для самозбудження, яка означає, що фазові зсуви сигналу в підсилювачі (φ_n) і в ланці ЗЗ ($\varphi_{зз}$) в сумі мають бути кратними 2π , тобто ЗЗ має бути позитивним. Друге рівняння (12.4) визначає умову "балансу амплітуд", яка означає, що втрати в автогенераторі відшкодовуються за допомогою ланки ПЗЗ зв'язку.

Щоб одержати на виході генератора напругу синусоїдної форми, треба, щоб умови (12.4) виконувалися лише для однієї частоти. Звичайно значення K та β вибирають так, щоб

$$K\beta \geq 1. \quad (12.5)$$

Фізичний сенс нерівності (12.5) полягає у тому, що коливання напруги на вході підсилювача підсилюються підсилювачем у K разів, послаблюються у β разів ланкою ПЗЗ і знов потрапляють на вхід підсилювача з більшою амплітудою. Далі все повторюється із зростанням амплітуди, що впливає з умови $K\beta > 1$. Внаслідок в підсилювачі від нелінійності його АХ починає обмежуватися коефіцієнт підсилення так, що виконується умова $K\beta = 1$, яка характеризує перехід генератора до режиму роботи з постійною і автоматично підтримуваною амплітудою. У підсилювачі, охопленому ПЗЗ, за умов самозбудження (12.4) виникають автоколивання.

12.2. LC - автогенератори

Ці автогенератори виконують звичайно на підсилювачі з використанням коливального (резонансного) LC- контуру, який може розміщуватися в колі ЗЗ, або ж у колекторному ланцюгу. Умови самозбудження у таких схемах створюють для частоти резонансу f_0 коливального контуру. Передумовою виконання рівнянь (12.4) на частоті f_0 є змінення фазового зсуву φ_n при відхиленні частоти від резонансної, бо опір контуру тоді перестає бути активним і збільшується. До того ж на частоті f_0 коефіцієнт підсилення K має найбільше значення.

На рис. 12.2 наведено схему автогенератора ГК з LC- контуром у колі ПЗЗ. Підсилювальний каскад виконано на транзисторі VT за схемою СЕ з відомими елементами R_B , R_E , C_E . Вихідний сигнал знімають з колектора транзистора. Ланка ПЗЗ на резонансній частоті має здійснити поворот на 180° фази сигналу, який передається на вхід підсилювача.

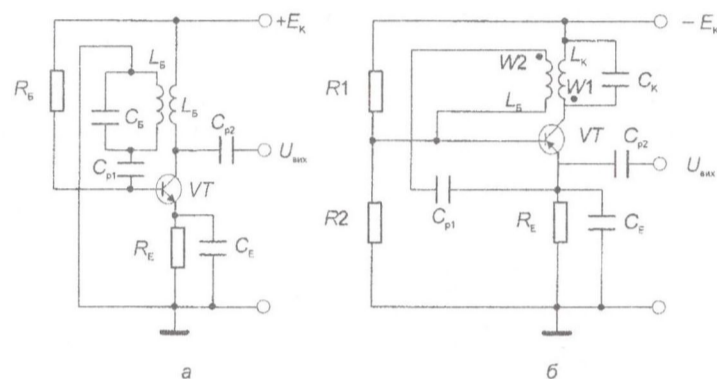


Рис.12.2. Схеми LC-генераторів з контуром в колі бази (а) та в колі колектора (б)

Котушка контуру L_B індуктивно пов'язана з котушкою L_K в колекторному колі транзистора. Якщо на схему подати напругу живлення, у коливальному контурі за умови

$$R < \sqrt{L_B / C_B} \quad (12.6)$$

виникають слабкі коливання з частотою

$$f_0 < 1/2\pi\sqrt{(L_B C_B)}, \quad (12.7)$$

які без ПЗЗ швидко зникли б. Але струм I_B коливань контуру підсилюється транзистором VT , і коливання через котушки L_K і L_B знову повертаються до LC-контуру, компенсуючи втрати в ньому.

Умова балансу амплітуд у цій схемі зводиться до того, що на резонансній частоті f_0 втрати енергії в контурі відновлюються енергією, що вноситься в контур джерелом живлення через котушку L_K .

Умова балансу фаз виконується в разі зсуву фази вихідної (колекторної) напруги U_K на 180° відносно напруги на базі U_B . Практично ця умова виконується відповідним під'єднанням до бази виводів коливального контуру.

Потужність у коливальному контурі в базовому колі транзистора незначна, оскільки базові струм і напруга невеликі. Частіше використовують автогенератори з контуром у колі колектора (рис. 12.2, б), що збільшує потужність генератора. Сигнал ЗЗ знімається з вторинної обмотки $W2$ і через роздільний конденсатор C_{p1} подається на базу транзистора VT . Потрібного фазування напруги ЗЗ досягають відповідним під'єднанням виводів вторинної обмотки.

Коли зв'язок обмоток трансформатора ідеальний, для забезпечення балансу амплітуд, треба, щоб

$$\beta \geq \sqrt{L_K / L_B} = \sqrt{W_1 / W_2}, \quad (12.8)$$

де β — коефіцієнт підсилення струму транзистора в точці спокою.

Частота генерованих коливань близька до резонансної в коливальному контурі

$$f \approx 1/2\pi\sqrt{L_K C_K}. \quad (12.9)$$

Недоліком розглянутої схеми є проходження колекторного струму I_K по котушці L_K і її нагрівання, а в разі використання осердя — його підмагнічування, що дає збільшення потрібного об'єму.

Цього недоліку не має схема на рис. 12.3, а, яку можна вважати схемою з паралельним живленням. Вона має ще більшу потужність, оскільки контур

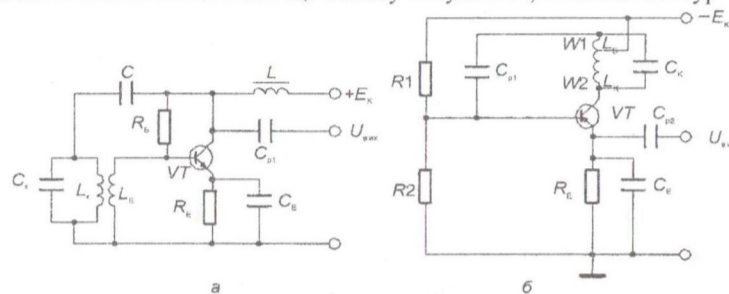


Рис. 12.3. Схема автогенератора з паралельним живленням (а) і індуктивної "треточки" (б) під'єднано безпосередньо до джерела живлення.

Сигнал ПЗЗ в схемах LC - автогенераторів можна знімати і безпосередньо з коливального контуру без котушки зв'язку, а секціонуванням індуктивної або ємнісної гілки коливального контуру. В схемах таких генераторів коливальний контур має три точки під'єднання до підсилювача, тому їх називають *треточковими* або *генераторами з автотрансформаторним зв'язком*.

В автогенераторах іноді спостерігається спотворення форми гармонічних коливань. Це значить, що умови самозбудження виконуються і для частот, близьких до резонансної. Звичайно це буває при малій добротності коливального контуру. Таке ж явище настає і при великому значенні коефіцієнта β . Щоб запобігти цьому, в емітер транзистора вмикають змінний резистор R_E , який при цьому не шунтують конденсатором C_E . Резистор створює регульований коефіцієнт β і стабілізує амплітуду, створюючи НЗЗ.

У LC - генераторах генерована частота залежить і від параметрів транзистора, тобто теж має температурну залежність. Це може порушувати роботу зв'язаних з генератором пристроїв, де фіксована частота є визначальною (вибірні підсилювачі, фазообертачі тощо).

Нестабільність частоти оцінюють *коефіцієнтом відносної нестабільності* як відношення абсолютного приросту частоти Δf до робочої частоти f_0 :

$$\delta_f = \frac{\Delta f}{f_0} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L_K} + \frac{\Delta C}{C_K} \right), \quad (14.10)$$

де ΔL , ΔC - прирости параметрів контуру від дестабілізуювальних чинників.

Щоб зменшити нестабільність частоти, використовують методи стабілізації, яка може бути параметричною або кварцовою.

Параметрична стабілізація частоти зводиться до послаблення впливу зовнішніх чинників на частоту генератора, а також до добору елементів генератора, що забезпечують мінімальне змінення частоти.

Кварцову стабілізацію частоти застосовують у високочастотних генераторах, і полягає вона у використанні кварцових резонаторів, що мають дуже низьку нестабільність – до 10^{-7} .

Сучасні мікроелектронні генератори *LC*- типу реалізують у вигляді гібридних інтегральних мікросхем, в яких елементи *L* та *C* є навісними деталями.

12.3. RC- генератори

Використовувати *LC*- генератори для генерації гармонічних коливань низької та інфранизької частот нерационально з огляду на зростання габаритних розмірів і маси коливального контуру. У діапазоні низьких частот використовують *RC*- генератори, хоча вони можуть працювати і на високих частотах (до одиниць мегагерців). Але саме на низьких частотах *RC*-генератори мають значні переваги перед *LC*- генераторами при однаковій споживаній потужності, мають менші габаритні розміри, масу та вартість.

Робота *RC*- генераторів базується на частотно-залежних фазообертальних ланцюгах з резисторів та конденсаторів, а склад їх відповідає, подібно до *LC*-генераторів, структурній схемі рис.12.1.

Щоб забезпечити самозбудження підсилювача, його треба охопити ПЗЗ (здійснити баланс фаз) достатньої глибини (баланс амплітуд) на потрібній частоті. Якщо ЗЗ охопити підсилювач безпосередньо, то умови самозбудження виконуються для багатьох (усіх) частот і коливання, що виникають, будуть негармонічними. Щоб забезпечити генерацію синусоїдних коливань, ПЗЗ треба здійснити на певній частоті й порушити його на інших. Ця задача вирішується за допомогою багатоланкових фазообертальних *RC*- ланцюгів. Фаза змінюється залежно від кількості ланок *n* і визначається так:

$$\varphi = 180^\circ / n. \quad (12.11)$$

Скільки одна ланка *RC*- ланцюга змінює фазу переданої напруги на кут менший за 90° , то мінімальна кількість ланок фазообертального ланцюга має бути не менше трьох або $n = 3$. Звичайно використовують триланкові або (рідше) чотириланкові *RC*- ланцюги.

На рис. 12.4 зображено два варіанти ланцюгів, що дістали назву відповідно *R-паралель* та *C-паралель*.

Перевага застосування схеми *R-паралель*, зумовлюється найменшими значеннями ємностей конденсаторів, які потрібні, щоб побудувати низькочастотні генератори. Частоту коливань для цих схем за умови $R_1 = R_2 = R_3 = R$ і $C_1 = C_2 = C_3 = C$ можна розрахувати за такими формулами:

для схеми *R- паралель* (рис. 12.4, а)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}} = \frac{0,065}{RC}, \quad (12.12)$$

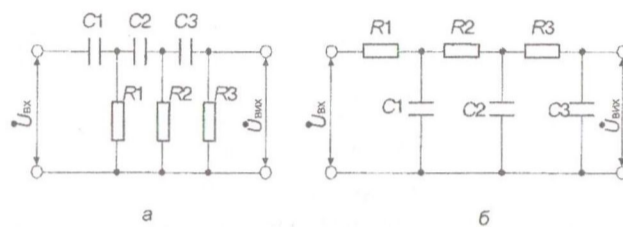


Рис.12.4. Схеми фазообертальних ланцюгів типу "R- паралель" (а) і "С- паралель" (б) а для схеми С- паралель (рис. 12.4, б)

$$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} = \frac{0,9}{RC} \quad (12.13)$$

При таких співвідношеннях між параметрами на частоті f_0 коефіцієнт передачі цих RC- ланцюгів складає

$$\beta = \frac{|\dot{U}_{вих}|}{|\dot{U}_{вх}|} = \frac{1}{29}$$

Отже, самозбудження генератора можливе лише за умови, якщо коефіцієнт підсилення підсилювача $K_U \geq 29$.

Щоб зменшити шунтівну дію ланок, застосовують так звані прогресивні ланцюги, в яких опори резисторів кожної наступної ланки в m разів більші за опір попередньої, а ємності конденсаторів наступних ланок у стільки ж разів менші

$$\begin{aligned} R_2 &= mR_1; & R_3 &= mR_2 = m^2R_1; \\ C_2 &= C_1/m; & C_3 &= C_2/m = C_1/m^2. \end{aligned} \quad (12.14)$$

Звичайно значення m лежить у межах 4...5.

На рис. 12.5 для прикладу наведено одну з можливих схем RC-автогенератора з фазообертальним ланцюгом R-паралель. Робота автогенератора починається з моменту ввімкнення, тому що початковий імпульс колекторного струму містить широкий і неперервний спектр частот, включаючи і частоту генерації. За умовами самозбудження коливання на цій частоті стають незгасальними, тоді як на інших частотах вони згасають.

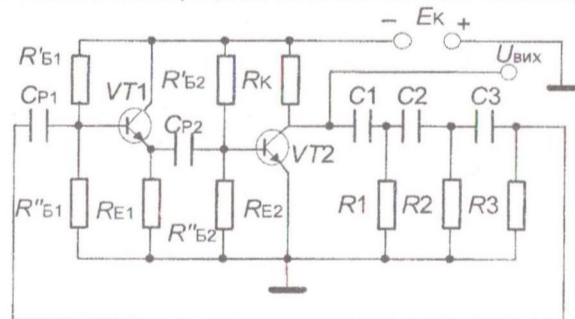


Рис. 12.5. Схеми транзисторного RC- генератора

Частіше як підсилювальну ланку для RC- автогенератора використовують ППС в інтегральному виконанні або операційний підсилювач. Схеми генераторів на операційному підсилювачі приведено на рис. 12.6.

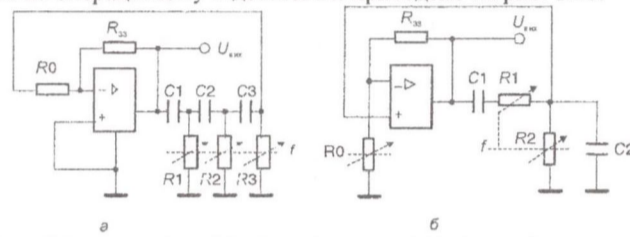


Рис. 12.6. Схеми RC- генераторів на ОП з фазообертальним (а) і з фазонеобертальним (б) ланцюгами
На рис. 12.6, б ланцюгом ЗЗ є коло, що не повертає фази напруги (міст Віна, про який йтиметься далі), тому його вихід з'єднано з неінвертувальним входом операційного підсилювача.

Автогенератори з фазообертальними ланцюгами застосовують звичайно для генерування коливань з фіксованою частотою, що пов'язано з труднощами перестроювання частоти в широкому діапазоні. Тому діапазонні автогенератори RC- типу будують трохи інакше, з використанням RC-ланцюгів, що не здійснюють зсуву за фазою переданого сигналу на квазірезонансній частоті. Найпоширенішою з таких ланцюгів є схема моста Віна – частотно-вибірковий ланцюг (рис. 12.7, а), амплітудно- і фазо-частотні параметри якого показано на рис. 12.7, б.

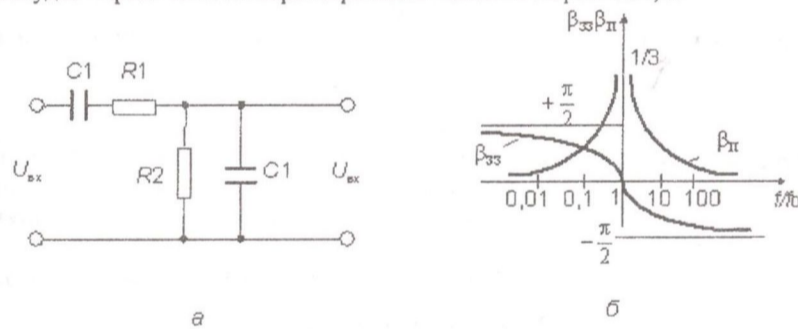


Рис. 12.7. Схема моста Віна (а) і його частотні характеристики (б)

Визначимо властивості такого ланцюга, розглядаючи його як подільник напруги, для якого існує очевидна залежність між вхідною і вихідною напругами

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх}} \frac{Z2}{Z2 + Z1}, \quad (12.15)$$

де $Z1 = R1 + \frac{1}{j\omega C1}$; $Z2 = \frac{1}{\frac{1}{R2} + j\omega C2}$.

Коефіцієнт передачі напруги цим ланцюгом

$$\beta = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{Z2}{Z1 + Z2} = \frac{-j \frac{R2}{\omega C2}}{R1 R2 \frac{1}{\omega^2 C1 C2} - j \left(\frac{R2}{\omega C1} + \frac{R1}{\omega C2} + \frac{R2}{\omega C2} \right)} \quad (12.16)$$

На квазірезонансній частоті ω_0 коефіцієнт передачі β має бути дійсним числом. Це можливо лише за умови, що чисельник і знаменник виразу (12.16) мають однаковий дійсний або уявний характер. Така умова забезпечується, зокрема, якщо дійсна частина знаменника дорівнює нулю, тобто

$$\frac{R_1}{R_2} - \frac{1}{\omega_0^2 C_1 C_2} = 0. \quad (12.17)$$

Звідси квазірезонансна частота

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (12.18)$$

або ж

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (12.19)$$

Коефіцієнт передачі β_0 на квазірезонансній частоті визначають з виразу (12.16) за умови, що дійсна частина (12.17) дорівнює нулю:

$$\beta_0 = \frac{\frac{R_2}{\omega_0 C_2}}{\frac{R_2}{\omega_0 C_1} + \frac{R_1}{\omega_0 C_2} + \frac{R_2}{\omega_0 C_2}} \quad (12.20)$$

Підставивши (12.18) у вираз (12.20), дістанемо

$$\beta_0 = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_1}{C_2}}. \quad (12.21)$$

Припустивши, що $R_1 = R_2 = R$ і $C_1 = C_2 = C$, з виразів (12.19) та (12.21) визначимо

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{і} \quad \beta_0 = \frac{1}{3}. \quad (12.22)$$

Це значення β_0 позначено на (рис.12.7, б).

Очевидно, що на частоті f_0 , яка визначає частоту генерування, мінімальний коефіцієнт підсилення β_0 підсилувача, при якому задовольняється умова балансу амплітуд і самозбудження генератора, дорівнює $1/3$ і це можна забезпечити дуже легко.

В RC -генераторах застосовують також схему подвійного T -подібного мосту.

Контрольні запитання

(Гончаренко Б.М., Коновалов К.В., ЕМСТ, с. 258 - 272)

- 12.1. Дайте визначення та класифікацію генераторів гармонічних коливань.
- 12.2. Наведіть структурну схему та умову самозбудження автогенератора.
- 12.3. Поясніть умови самозбудження. Як забезпечується баланс фаз та баланс амплітуд?
- 12.4. Як вибирають складові в рівнянні $K\beta \geq 1$? Чому? Для яких частот його потрібно використовувати?
- 12.5. Яку відмінність мають LC -генератори? Як у них здійснюється позитивний зворотний зв'язок? Навіщо в схемі є LC -контур?
- 12.6. Поясніть дію LC -генератора. Які схемні особливості можуть мати LC -генератори?

- 12.7. Які особливості має індуктивний позитивний зворотний зв'язок в LC -генераторах? Як визначають їхню частоту?
- 12.8. Поясніть ідею автотрансформаторного позитивного зворотного зв'язку в генераторах? Наведіть схему і поясніть дію індуктивної триточки.
- 12.9. Чи може триточка бути ємнісною? Поясніть на схемі.
- 12.10. Дайте визначення і поясніть причини нестабільності генераторів.
- 12.11. Поясніть ідею і види стабілізації частоти генератора.
- 12.12. Яку характерну відмінність мають RC -генератори, яке їх застосування? Як у них здійснюється позитивний зворотний зв'язок?
- 12.13. Як розрахувати кількість ланок RC ? Якого виду вони бувають?
- 12.14. Від чого залежить частота коливань у RC -ланках? Як її розрахувати? Який коефіцієнт передачі вони забезпечують?
- 12.15. Що таке прогресивні ланки RC ? Навіщо їх застосовують?
- 12.16. Наведіть і поясніть схему RC -генератора. Чому використано емітерний повторювач?
- 12.17. Наведіть схеми RC -генераторів на операційному підсилювачі? Чи завжди потрібна фазообертальна ланка в позитивному зворотному зв'язку?
- 12.18. Проведіть аналіз мосту Віна як RC -ланки. Які її коефіцієнт передачі та частота?

ЛЕКЦІЯ 13 ОСНОВНІ ЗАСАДИ ЦИФРОВОЇ ЕЛЕКТРОНІКИ

13.1. Логічні елементи цифрових пристроїв

Пристрої, що реалізують логічні функції, називають логічними або цифровими. Вони оперують змінними та їхніми функціями, які можуть приймати лише нульове (0) або ж одиничне (1) значення, що відповідає відсутності сигналу – “0”, або його наявності – “1”. Така ж ситуація відображається також двійковою системою числення.

Логічні елементи (ЛЕ) – це основа електронних цифрових пристроїв. При цьому значення 0 або 1 є умовними, тому існують так звана *позитивна логіка*, коли високий рівень сигналу відповідає значенню 1, а низький – значенню 0, та *негативна логіка*, коли високий рівень – 0, а низький – 1. У застосуванні переважає позитивна логіка.

Співвідношення рівнів сигналів та значень 0 або 1 у часі в позитивній і негативній логіках показано на рис.13.1.

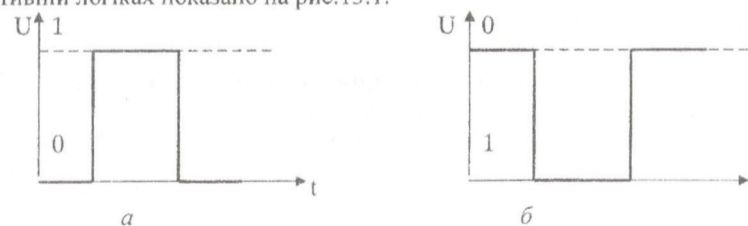


Рис. 13.1. Сигнали в позитивній (а) та негативній (б) логіках

Загальне умовне зображення логічного пристрою складається з прямокутника (рис.13.2), до якого ліворуч надходить вхідна інформація (показана стрілками), яка праворуч виходить після перетворення як вихідна. Виконувана логічним пристроєм функція може мати значення лише 0 або 1 і позначається середніми літерами абетки $f(P,R,S,...)$.

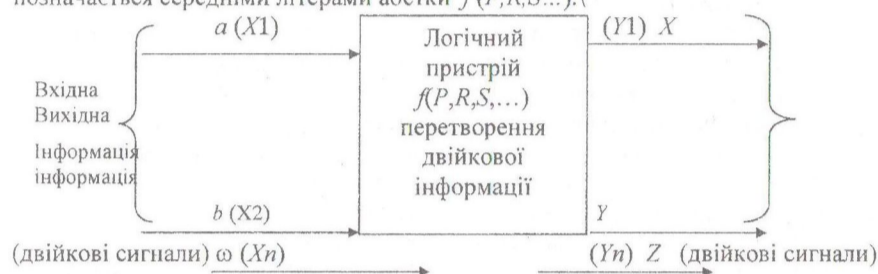


Рис. 13.2. Загальне зображення логічного пристрою

Логічний пристрій може містити один або кілька ЛЕ. Дії над двійковими змінними виконують за правилами алгебри логіки. Між звичайною алгеброю та алгеброю логіки є відмінності.

Нагадаємо, що основних логічних операцій (функцій) є три: заперечення

(інверсія, операція НЕ), логічне додавання (диз'юнкція, операція АБО) та логічне множення (кон'юнкція, операція ТА або І). Всі складніші логічні перетворення можна звести до виконання цих трьох.

Функція заперечення виконується над однією змінною і характеризується такими властивостями: функція $Y = 1$ при аргументі $X = 0$ і $Y = 0$ при $X = 1$. Заперечення позначається рискою над змінною, над якою воно здійснюється: $1 = \bar{0}$, $0 = \bar{1}$. У деяких літературних джерелах заперечення позначають апострофом (штрихом): $1 = 0'$, $0 = 1'$.

Функція логічного додавання (диз'юнкція) для двох змінних дає $0 + 0 = 0$; $0 + 1 = 1$; $1 + 0 = 1$; $1 + 1 = 1$, тобто одиничне значення хоча б одного аргумента визначає одиничне значення всієї функції.

Функція логічного множення (кон'юнкція) для двох змінних дає $0 \times 0 = 0$; $0 \times 1 = 0$; $1 \times 0 = 0$; $1 \times 1 = 1$, тобто нульове значення хоча б одного аргумента визначає нульове значення всієї функції.

Кон'юнкція, як і диз'юнкція, може здійснюватися з багатьма аргументами n . Булева функція n аргументів може мати з них 2^n вхідних наборів (комбінацій) вхідних змінних.

13.2. Основні закони алгебри логіки та логічні функції

Закони алгебри логіки визначають перетворення двійкових змінних і базуються на системі аксіом. Кожна аксіома має двоїстий характер і може бути подана у двох видах – кон'юнктивному або диз'юнктивному, тому що, як відомо, операції кон'юнкції і диз'юнкції допускають взаємну заміну за умови одночасної заміни логічної 1 на 0, а 0 на 1.

- Аксиоми заперечення:
існують такі 0 та 1, що $\bar{0} = 1$ і $\bar{1} = 0$;
змінна чи функція можуть мати лише одне з двох можливих значень:
 $a = 0$, якщо $a \neq 1$, та $a = 1$, якщо $a \neq 0$.
 - Аксиоми кон'юнкції та диз'юнкції:
 $0 \times 0 = 0$ і $1 \times 1 = 1$ або $a \times a = a$ (поняття змінної в квадраті не існує).
 $0 + 0 = 0$ і $1 + 1 = 1$ або $a + a = a$ (на відміну від двійкової арифметики, де $1 + 1 = 10$);
 $1 \times 0 = 0$ і $0 + 1 = 1$ або $a \times \bar{a} = 0$ і $a + \bar{a} = 1$.
- Система аксіом та закони, що з неї випливають, не застосовні, коли змінні не мають значення 1 або 0 ($a \neq 1 = 0$), тобто під час перехідних процесів від 0 до 1 чи навпаки – від 1 до 0.
- Основні, найчастіше використовувані логічні функції та ЛЕ, що їх реалізують, позначають символами:
- диз'юнкція (логічне додавання) V, U, +, АБО (перші два знаки мають перевагу при вживанні, оскільки підкреслюють різницю між арифметичним і логічним додаванням);
 - кон'юнкція (логічне множення) \wedge , \cap , x, &, ТА (чи I);
 - інверсія (логічне заперечення) позначається рискою над аргументом або літерами НЕ, або інколи штрихом після змінної.
- Стандартне умовне зображення ЛЕ показано на рис.13.3.

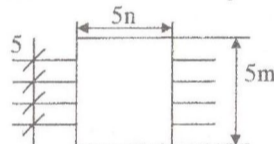


Рис. 13.3. Стандартне зображення логічного елемента

Графічне зображення ЛЕ, що виконують зазначені логічні функції (ЛФ), наведено на рис.13.4.

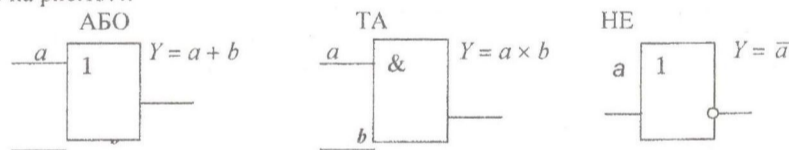


Рис. 13.4. Графічне зображення ЛЕ, що виконують функції АБО, ТА, НЕ

На базі цих ЛЕ можна реалізувати будь-яку складну логічну функцію. Тому такий набір цих елементів називають логічно повним. Проте в дійсності не завжди ідуть таким шляхом, і, наприклад, серія 155 цифрових мікросхем (ІСМ) містить аж до 260 логічних елементів.

Закони алгебри логіки випливають з аксіом і також є двоїстими, тому що мають дві форми вираження: кон'юнктивну та диз'юнктивну.

Основні закони:

- 1) нульової множини
 $0 \times a \times b \times c \times \dots \times \omega = 0$ або $0 + a + b + c + \dots + \omega = a + b + c + \dots + \omega$;
- 2) універсальної множини
 $1 \times a \times b \times c \times \dots \times \omega = a \times b \times c \times \dots \times \omega$ або $1 + a + b + c + \dots + \omega = 1$;
- 3) комунікативний (переміщувальний)
 $a \times b \times c \times \dots = b \times a \times c \times \dots = c \times b \times a \times \dots$ або $a + b + c + \dots = b + c + a + \dots = c + b + a + \dots$;
- 4) асоціативний (сполучення)
 $a \times b \times c \times \dots = (a \times b) \times c \times \dots = a \times (b \times c) \times \dots$ або $a + b + c + \dots = (a + b) + c + \dots = a + (b + c) + \dots$;
- 5) дистрибутивний (розподільний)
 $a \times (b + c) = (a \times b) + (a \times c)$ або $(a + b)(a + c) = a + (a \times c) + (b \times a) + (b \times c) = a + (1 + c + b) + (b \times c) = a + (b \times c)$;
- 6) тавтології (повторення) $a \times a \times a \times \dots = a$ або $a + a + a + \dots = a$;
- 7) подвійної інверсії $\overline{\overline{a}} = a$;
- 8) доповнюваності $a \times \overline{a} = 0$ або $a + \overline{a} = 1$;
- 9) поглинання $a + (a \times b) = a$ або $a(a + b) = a$;
- 10) склеювання $(a + b) \times (a + \overline{b}) = a$ або $(a \times b) + (a \times \overline{b}) = a$;
- 11) обернення: якщо $a = b$, то $\overline{a} = \overline{b}$;
- 12) інверсії (закон Де Моргана)
 $\overline{a \times b \times c \times \dots \times \omega} = \overline{a} + \overline{b} + \overline{c} + \dots + \overline{\omega}$
 або
 $\overline{a + b + c + \dots + \omega} = \overline{a} \times \overline{b} \times \overline{c} \times \dots \times \overline{\omega}$,

або після інвертування лівих та правих частин
 $a \times b \times c \times \dots \times \omega = \overline{\overline{a} + \overline{b} + \overline{c} + \dots + \overline{\omega}}$; $a + b + c + \dots + \omega = \overline{\overline{a} \times \overline{b} \times \overline{c} \times \dots \times \overline{\omega}}$.

Закони Де Моргана дають можливість зводити логічні функції до диз'юнктивного або кон'юнктивного вигляду, що містить тільки одну з операцій – АБО чи ТА у чистому вигляді або в комбінації з НЕ. Це дає можливість будувати пристрої на ЛЕ, які реалізують операції (функції) ТА – НЕ чи АБО – НЕ, що спрощує структуру пристроїв або здешевлює їх.

13) узагальнений закон Де Моргана (запропонований К. Шеноном)
 $\tilde{f}(a, b, c, \dots, \omega, \times, +) = f(\overline{a}, \overline{b}, \overline{c}, \dots, a, b, c, \dots, \omega, +, \times)$

стверджує: щоб одержати інверсію ЛФ, треба замінити всі аргументи на їхні інверсії, а всі знаки кон'юнкції замінити знаками диз'юнкції і навпаки. Наприклад, логічний вираз $f = (a \times b) + (\overline{c} \times d) + (\overline{a} \times \overline{d})$ має інверсією логічний вираз $f = (\overline{a} + \overline{b}) \times (c + \overline{d}) \times (a + d)$. Сукупність різних значень змінних називають набором. Логічна функція n аргументів може мати до $N = 2^n$ наборів. Оскільки ЛФ має тільки два

значення, то загальна кількість ЛФ n аргументів є скінченним і становить 2^N , де $N = 2^n$.

Отже, функція одного аргумента може мати чотири значення: $Y = a$;

$Y = \bar{a}$; $Y = 0$ (константа 0) і $Y = 1$ (константа 1), тобто для однієї змінної їх чотири:

| a | f_1 | f_2 | f_3 | f_4 |
|---|-------|-------|-------|-------|
| 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 1 |

Кількість функцій двох змінних становить 16, тому що $N = 2^2 = 4$, і $2^N = 2^4 = 16$.

Їх подано в табл. 13.1, де відповідно до комбінації вхідних змінних X_1 та X_2 (аргументів) наведено значення ЛФ, аналітичні вирази ЛФ та їхні назви.

Таблиця 13.1

Набори логічних функцій двох аргументів

| Аргументи | | | | | Функції | Назва |
|-----------|-------|---|---|---|--|--------------------------------------|
| X_1 | X_2 | 0 | 1 | 1 | | |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | $Y = 0$ | Константа 0 |
| 2 | 0 | 0 | 0 | 1 | $Y = X_1 \times X_2$ | Кон'юнкція (ТА) |
| 3 | 0 | 0 | 1 | 0 | $Y = X_1 \times \bar{X}_2 = X_1 \rightarrow X_2$ | Заборона за X_2 |
| 4 | 0 | 0 | 1 | 1 | $Y = X_1$ | Тотожність (тавтологія) X_1 |
| 5 | 0 | 1 | 0 | 0 | $Y = \bar{X}_1 X_2 = X_2 \rightarrow X_1$ | Заборона за X_1 |
| 6 | 0 | 1 | 0 | 1 | $Y = X_2$ | Тотожність (тавтологія) X_2 |
| 7 | 0 | 1 | 1 | 0 | $Y = \bar{X}_1 X_2 + X_1 \bar{X}_2 = X_1 \oplus X_2$ | Виключне АБО (сума за модулем 2), =1 |
| 8 | 0 | 1 | 1 | 1 | $Y = X_1 + X_2$ | Диз'юнкція (АБО) |
| 9 | 1 | 0 | 0 | 0 | $Y = \bar{X}_1 + \bar{X}_2 = X_1 \downarrow X_2$ | Стрілка Пірса (операція АБО – НЕ) |
| 10 | 1 | 0 | 0 | 1 | $Y = X_1 X_2 + \bar{X}_1 \bar{X}_2 = X_1 \sim X_2$ | Рівнозначність (еквівалентність) |
| 11 | 1 | 0 | 1 | 0 | $Y = \bar{X}_2$ | Інверсія X_2 |
| 12 | 1 | 0 | 1 | 1 | $Y = X_1 + \bar{X}_2 = X_2 \rightarrow X_1$ | Імплікація від X_2 до X_1 |
| 13 | 1 | 1 | 0 | 0 | $Y = \bar{X}_1$ | Інверсія X_1 |
| 14 | 1 | 1 | 0 | 1 | $Y = \bar{X}_1 + X_2 = X_1 \rightarrow X_2$ | Імплікація від X_1 до X_2 |
| 15 | 1 | 1 | 1 | 0 | $Y = \bar{X}_1 X_2 = X_1 / X_2$ | Штрих Шеффера (операція ТА – НЕ) |
| 16 | 1 | 1 | 1 | 1 | $Y = 1$ | Константа 1 |

Не всі ці функції є основними функціями алгебри логіки. Найважливішими з них є функції, що утворюють функційно повні набори, які дають змогу отримати за їхньою допомогою всі інші функції або і будь-які. Такими функційно повними наборами є стрілка Пірса та штрих Шеффера (крім раніше названих ТА, АБО, НЕ).

Функція $Y = \overline{a+b+c+\dots+\omega}$ виражає операцію АБО – НЕ. Інколи її записують, як $a \downarrow b \downarrow c \downarrow \dots \downarrow \omega \downarrow$ (звідси походить її назва), а ЛЕ, який її реалізує, зображають, як на рис.13.5.

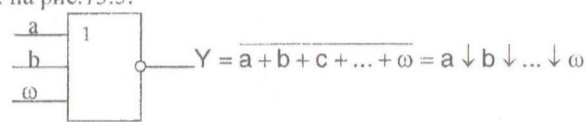


Рис. 13.5. Графічне зображення операції АБО – НЕ

Функція $Y = \overline{a \times b \times c \times \dots \times \omega}$ виражає операцію ТА – НЕ і називається штрихом Шефера, тому що інколи записується як $Y = a / b / \dots / \omega$, що і визначило назву. ЛЕ, що її реалізує, зображають, як на рис.13.6.

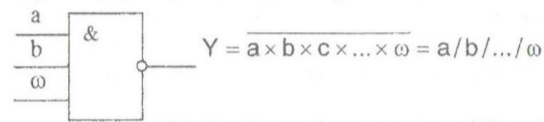


Рис. 16.6. Графічне зображення операції ТА – НЕ

13.3. Реалізація основних логічних функцій

Використовуючи тільки ЛЕ ТА – НЕ, можна одержати функційно повний набір їх НЕ, ТА і АБО, який забезпечує реалізацію будь-якої ЛФ. Тому ЛЕ ТА – НЕ сам є функціонально повним набором. На рис.13.7 показана реалізація цих функцій на базі ЛЕ ТА – НЕ.

Якщо реалізація ЛФ ТА і НЕ очевидна, то реалізація АБО стає такою з розгляду логічного виразу, $\overline{a \times b}$ що відповідає роботі ЛЕ ТА – НЕ, якщо на його вхід подати змінні \overline{a} та \overline{b} , тому що $\overline{a \times b} = \overline{a} + \overline{b} = a + b$ згідно з законом інверсії Де Моргана.

Іншою перевагою ЛЕ ТА – НЕ є його надзвичайно вдала реалізація в масовій інтегральній технології ТТЛ за допомогою багатоеміттерного транзистора. Це визначило його найпоширеніше застосування в мікросхемах середньої та великої інтеграції за цією технологією.

ЛЕ, що реалізує ЛФ $Y = \overline{X1X2} + \overline{X1\overline{X2}}$ – виключальне АБО або сума за модулем 2 (інколи позначається, як М2), не є функціонально повним, але має дуже корисні властивості, які обговоримо далі. Назва цієї ЛФ пов'язана з тим, що вона дає арифметичну суму двійкових чисел a і b в межах одного двійкового розряду: $0 + 0 = 0$; $0 + 1 = 1$; $1 + 0 = 1$; $1 + 1 = 1$. В останній сумі виникає одиниця переносу в сусідній старший розряд, а в розряді самих складників виходить нуль. Це визначає широке застосування ЛЕ, що

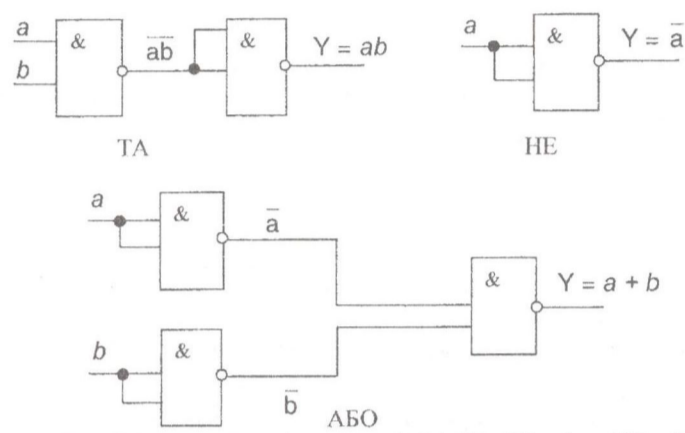
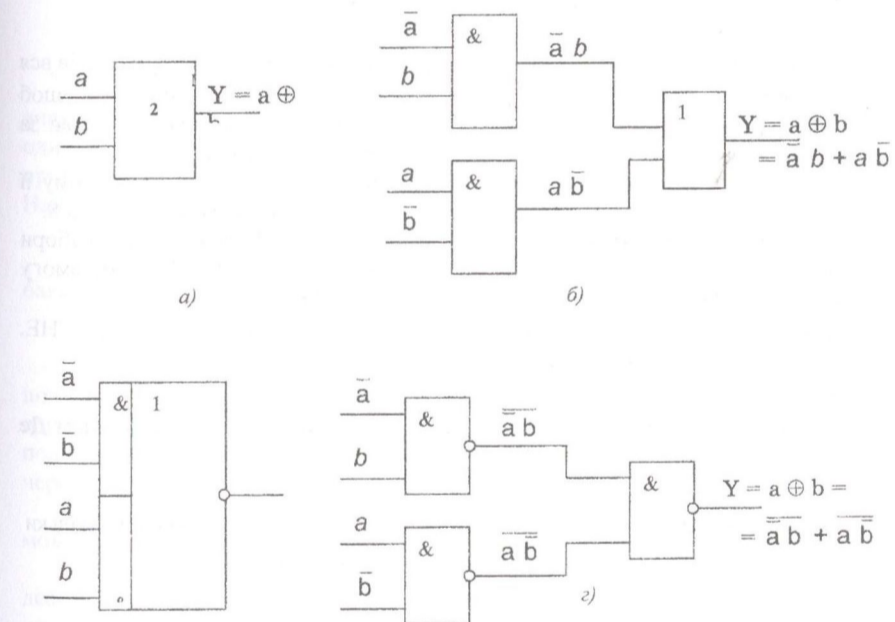


Рис. 13.7. Реалізація логічних функцій ТА, НЕ, АБО в базисі ТА – НЕ реалізують названу функцію, для побудови різних лічильних та підсумовувальних (для додавання) пристроїв. На рис.13.8 показано реалізацію функції сума за модулем 2 на базі інших функцій.



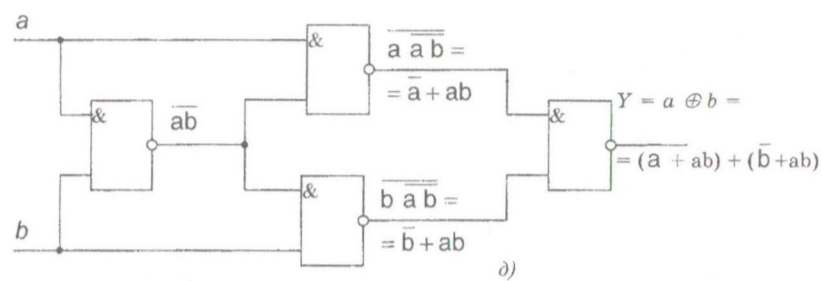


Рис.13.8. Зображення функції сума за модулем 2 (а) та її реалізація (б-д)

Якщо реалізація на рис.13.8, б очевидна, то реалізація на рис.13.8, в стає такою після виконання перетворень, зображених на ньому, і тотожних перетворень

$$\overline{ab} + ab = (\overline{a} + \overline{b})(a + b) = \overline{a}a + \overline{b}a + \overline{a}b + \overline{b}b = \overline{a}b + a\overline{b}.$$

Реалізацію на рис.13.8, г доводять такі тотожні перетворення:

$$\overline{\overline{a}b} \cdot \overline{ab} = (a + \overline{b})(\overline{a} + b) = a\overline{a} + a\overline{b} + \overline{a}b + \overline{b}b = \overline{a}b + ab,$$

а далі – як у перетвореннях до рис.13.8, в.

Реалізацію на рис.13.8, д доводять такі тотожні перетворення:

$$(\overline{a} + ab)(\overline{b} + ab) = \overline{a}\overline{b} + ab\overline{b} + a\overline{a}b + ab = \overline{a}\overline{b} + ab,$$

а далі – як у перетвореннях до рис.13.8, в.

Функція М2 має таку властивість, що при інвертуванні одного з її аргументів вся функція інвертується: $\overline{a} \oplus b = a \oplus \overline{b} = \overline{a \oplus b}$. Цю властивість використовують, щоб контролювати помилки, бо якщо якийсь аргумент змінює значення (що буває за помилки), то і функція інвертується, і це легко визначити на її виході.

Інверсія ЛФ М2 для аргументів а і b дорівнює одиниці, коли a = b, тому її використовують, щоб порівняти однорозрядні числа за будь-якою схемою з рис.13.8.

На закінчення ще раз звернімо увагу на те, що функціонально повні набори ЛЕ при використанні законів алгебри логіки (особливо Де Моргана) дають змогу реалізувати будь-яку ЛФ, наприклад, на базі ЛЕ ТА – НЕ.

Нехай є ЛФ $Y = \overline{ab} + b\overline{c} + \overline{d}e$, а для її реалізації є тільки ЛЕ ТА – НЕ. Застосуємо до виразу подвійну інверсію

$$\overline{\overline{Y}} = \overline{\overline{\overline{ab} + b\overline{c} + \overline{d}e}}$$

яка не змінює ні її сенсу, ні значення. Одну інверсію використаємо за законом Де Моргана, щоб одержати

$$Y = \overline{\overline{ab} \times \overline{b\overline{c}} \times \overline{\overline{d}e}}.$$

Останній вираз без проблем здійснюється в базисі ТА – НЕ, що є очевидним, оскільки

$$Y = (a \times \overline{b}) + (b \times \overline{c}) + (\overline{d} \times e);$$

$$\overline{Y} = \overline{(a \times \overline{b}) + (b \times \overline{c}) + (\overline{d} \times e)};$$

$$Y = \overline{\overline{(a \times \overline{b}) \times (b \times \overline{c}) \times (\overline{d} \times e)}}.$$

Контрольні запитання

(Гончаренко Б.М., Коновалов К.В., ЕМСТ, с. 307 - 317)

- 13.1. Що таке логічний пристрій? В чому його відмінність від цифрового пристрою?
- 13.2. Визначити поняття логічний елемент (ЛЕ). Які його особливості?
- 13.3. У чому відмінність позитивної та негативної логіки? В чому подібність?
- 13.4. Як зображується графічно логічний пристрій?
- 13.5. Які логічні функції є основними і чому? Які їх математичні знаки? Як зображаються логічні елементи, що виконують ці функції?
- 13.6. Перелічіть основні аксіоми алгебри логіки.
- 13.7. Перелічіть основні закони алгебри логіки, відмітьте специфічні для двійкової алгебри логіки.
- 13.8. Які можливості дають закони Де Моргана?
- 13.9. Яку кількість наборів (комбінацій) і логічних функцій визначає кількість аргументів?
- 13.10. Перелічіть можливі значення логічних функцій одного аргументу.
- 13.11. Перелічіть основні з логічних функцій двох аргументів.
- 13.12. Доведіть, що логічні елементи ТА – НЕ, АБО – НЕ кожен окремо є логічно повним набором. Як їх зображають?
- 13.13. Де застосовують логічну функцію (або ЛЕ) виключне АБО? Як вона реалізується?

ЛЕКЦІЯ 14

МІНІМІЗАЦІЯ ЛОГІЧНИХ ФУНКЦІЙ

Запис деякої ЛФ може мати декілька форм, що відрізняються довжиною аналітичного виразу. Побудовані за цими виразами логічні пристрої забезпечують один і той самий алгоритм роботи, але відрізняються своєю складністю. Як правило, вони за структурою є надлишковими і піддаються мінімізації. Найпоширенішими є декілька методів мінімізації:

1. аналітичної мінімізації, що має метою виведення найпростішого логічного виразу;
2. мінімізаційних карт Карно, заснований на зоровому аналізі на площині багатовимірних зображень значень ЛФ (таблиць відповідностей);

14.1. АНАЛІТИЧНА МІНІМІЗАЦІЯ

ЛФ, крім аналітичного виразу зв'язку з її аргументами, можна наочніше показати таблицею відповідності (істинності), у якій кожному з можливих наборів аргументів ставиться відповідне значення функції – 0 або 1. Від табличного подання можна просто й однозначно перейти до аналітичної форми запису ЛФ через операції ТА, АБО, НЕ.

Нехай у табл. 14.1 задано довільну функцію Y_1 трьох аргументів ($n = 3$), що може дати $N = 2^n = 8$ наборів, яким можуть відповідати також інші логічні функції Y_m .

Перший стовпчик відображає порядковий номер. Другий стовпчик відображає десятковий еквівалент комбінації аргументів у їхніх наборах. Стовпчики abc в кожному рядку відображають одну з можливих комбінацій аргументів.

Таблиця 14.1

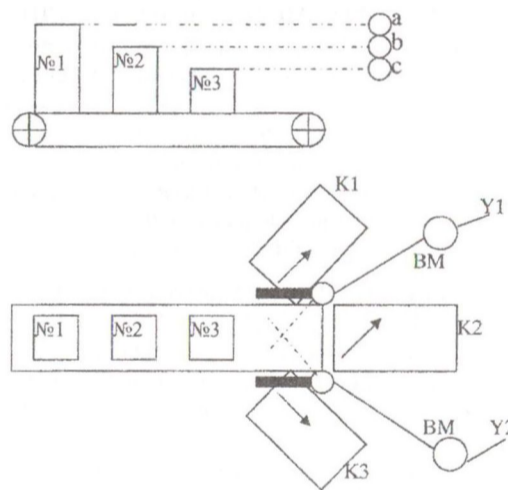
| N пор. | N | Входи | | | Виходи | |
|--------|---|-------|---|---|--------|----|
| | | a | b | c | Y1 | Ym |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | |
| 2 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | |
| 3 | 2 | 0 | 1 | 0 | 1 | |
| 4 | 3 | 0 | 1 | 1 | 1 | |
| 5 | 4 | 1 | 0 | 0 | 1 | |
| 6 | 5 | 1 | 0 | 1 | 0 | |
| 7 | 6 | 1 | 1 | 0 | 0 | |
| 8 | 7 | 1 | 1 | 1 | 1 | |

ЛФ Y1 може бути подана або у вигляді логічної суми добутків усіх аргументів, яка називається досконалою диз'юнктивною нормальною формою (ДДНФ), або у вигляді логічного добутку сум аргументів, який має назву досконалої кон'юнктивної нормальної форми (ДКНФ). При цьому добутки аргументів (вхідних змінних) у прямому або інверсному значенні за таблицею відповідності дістали назву мінтермів, а їхні суми – макстермів.

За правилами побудови таблиці відповідності функція $Y = 1$, коли кон'юнкція рядка 2 дорівнює 1, тобто $\bar{a}\bar{b}c = 1$, або кон'юнкція $\bar{a}b\bar{c} = 1$ (рядок 3), або кон'юнкція $\bar{a}bc = 1$ (рядок 4), або кон'юнкція $a\bar{b}\bar{c} = 1$ (рядок 5), або кон'юнкція $abc = 1$ (рядок 8).

Тоді ДДНФ функції

Рис. 14.1. Технологічна схема лінії сортування виробів



$$Y1 = \bar{a}\bar{b}c + \bar{a}b\bar{c} + \bar{a}bc + a\bar{b}\bar{c} + abc$$

оскільки принцип побудови цієї форми той, що логічна сума всіх мінтермів будь-якої кількості змінних (у нашому випадку трьох – abc) дорівнює 1. При інших комбінаціях (наборах) аргументів, крім наведених у виразі Y1, кон'юнкції їх дорівнюють 0. У

кожний мінтерм ДДНФ входять обов'язково всі аргументи функції, кожен з яких за таблицею відповідності подано або в прямій, або в інверсній формі.

Отриманий вище вираз $Y1$ можна спростити (мінімізувати). Найбільш очевидним є спосіб аналітичної мінімізації, тобто перетворень виразу за правилами алгебри. При мінімізації намагаються так групувати члени формули, щоб отримати в дужках вирази вигляду $(a + 1)$ або $(a + \bar{a})$, які еквівалентні 1. Подібним чином намагаються виділити також і інші співвідношення виглядів $a \times 0 = 0$; $a \times 1 = a$; $a \times a = a$; $a \times \bar{a} = 0$ або $a + 0 = a$; $a + 1 = 1$; $a + a = a$, які є корисними для спрощення виразів.

Мінімізуємо вираз функції $Y1$. Для цього доповнимо його ще двома членами $\bar{a}bc$, щоб зручно було групувати перед виносом спільних членів. Згрупуємо перший член з третім, другий – з четвертим, п'ятий – із сьомим, тоді

$$Y1 = \bar{a}bc + \bar{a}b\bar{c} + \bar{a}bc + \bar{a}bc + \bar{a}b\bar{c} + abc = \\ = \bar{a}c(\bar{b} + b) + \bar{a}b(\bar{c} + c) + abc = \bar{a}c + \bar{a}b + bc + abc,$$

тому що вирази в дужках одиничні.

Найчастіше метод аналітичної мінімізації використовують, коли кількість аргументів (вхідних змінних) не перевищує п'яти.

Щоб проілюструвати складання і використання таблиці відповідності, розглянемо приклад проектування пристрою керування (ПК) виконавчими механізмами для автоматичного сортування виробів за габаритними розмірами (висотою) та з самодіагностикою пошкодження датчиків (джерел вхідних сигналів a, b, c). Треба дати аналітичну формулу ЛФ, у разі потреби мінімізувати її та запропонувати схемне вирішення.

Варіант технологічної схеми лінії сортування показано на рис.14.1.

Конвеєр у довільному порядку подає вироби №1, №2, №3 різної висоти. Їх треба розділити і подати до накопичувачів конвесрами К1, К2 та К3. Завантаження конвесрів здійснюється зіштовхувачами з виконавчими механізмами ВМ, що приводяться в рух від команд $Y1$ та $Y2$. На створення їх для КП потрібна вхідна інформація від фотодатчиків a, b, c про наявність виробів. КП повинен мати також аварійний вихід А (аварія) про випадки пошкодження датчиків.

Формалізуємо опис керування роботою конвесра і складемо таблицю відповідності (табл.14.2) вихідних керувальних сигналів $Y1$, $Y2$ та А залежно від вхідних a, b, c, яка буде зображенням логічних функцій $Y1$, $Y2$ та А.

Таблиця 14.2

| | Входи | | | Виходи | | | Примітка |
|---|-------|---|---|--------|----|---|-------------|
| | a | b | c | Y1 | Y2 | A | |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | c №3 |
| 3 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | c №2 |
| 7 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | c №1 |
| 2 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | c = ? |
| 4 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | c = ? b = ? |
| 5 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | b = ? |
| 6 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | c = ? |

Перший рядок таблиці має десятковий еквівалент $N = 0$, йому відповідає нормальний стан роботи, коли на конвеєрі вільно (виробів немає): $a = 0, b = 0, c = 0$. Немає, відповідно, сигналів команд $Y1 = 0, Y2 = 0$ та аварії $A = 0$.

Другий рядок таблиці має десятковий еквівалент $N = 1$, йому відповідає двійковий еквівалент 001, тому $a = 0, b = 0, c = 1$. Це стан наявності виробу №3, про що свідчить сигнал $c = 1$. КП за логікою роботи має виробити сигнал команди $Y2 = 1$, щоб перевести виріб до накопичувача конвеєром К3. Наявність сигналу $c = 1$ означає, що аварії датчика c немає, тобто $A = 0$, так само, як немає команди $Y1 = 0$, тому що немає виробу №1 і відповідних сигналів $a = 0, b = 0$.

Третьюму рядку таблиці відповідає десятковий еквівалент $N = 3$, з двійковим еквівалентом 011, а саме $a = 0, b = 1, c = 1$. Це стан наявності виробу №2 ($b = 1, c = 1$). КП не виробляє керувальних сигналів, щоб перевести виріб до накопичувача конвеєром №2. Наявність сигналів $b = 1, c = 1$ означає, що аварії датчиків b і c немає, тобто $A = 0$, команди $Y1 = 0, Y2 = 0$.

Четвертому рядку відповідає десятковий еквівалент $N = 7$ з двійковим еквівалентом 111, а саме $a = 1, b = 1, c = 1$. Це стан наявності виробу №1 ($a = 1, b = 1, c = 1$). КП за логікою роботи має виробити сигнал команди $Y1 = 1$, щоб перевести виріб до накопичувача конвеєром К1. Наявність сигналів $b = 1, c = 1$ означає, що немає аварії датчиків b та c ($A = 0$), а також сигналу $Y2 = 0$, який непотрібний за наявності виробу №1.

Досі до табл.14.2 ввійшли комбінації входів, що відповідають нормальній роботі лінії, але всі інші можливі комбінації аргументів abc відповідають аварійному режиму. П'ятому рядку, наприклад, відповідає комбінація 010 ($N = 2, a = 0, b = 1, c = 0$), що означає наявність виробу №2 разом із сигналом $c = 1$. Але ситуація $b = 1$, означає, що повинно бути $c = 1$, а коли $c = 0$, то це означає відмову датчика c , який, до речі, спрацьовує найчастіше, тобто $A = 1$.

У шостому рядку є двійкова комбінація 100 (десятковий еквівалент $N = 4, a = 1, b = 0, c = 0$), ситуація $a = 1$ за наявності сигналів $b = 1$ та $c = 1$ означала б наявність виробу №1, але сам лише сигнал $a = 1$ означає аварійний стан ($A = 1$) датчика b або c , або й їх обох.

У сьомому рядку може бути комбінація 101 (десятковий еквівалент $N = 5, a = 1, b = 0, c = 1$), що свідчить про аварійну ситуацію ($A = 1$) датчика $b = 0$.

Нарешті, восьмий рядок має комбінацію 110 ($N = 6, a = 1, b = 1, c = 0$), що свідчить про аварійну ситуацію ($A = 1$) датчика $c = 0$.

Отже, маємо повну таблицю відповідності з восьми ($N = 2^3 = 8$) рядків, яка відображає формально алгоритм роботи КП транспортної сортувальної системи. Можна скласти аналітичний вираз алгоритму керування – ЛФ, що зумовлює появу сигналів $Y1$ і $Y2$ КП. За першою частиною таблиці маємо

$$Y1 = abc; \quad Y2 = \bar{a}\bar{b}c.$$

За другою частиною таблиці для аварійного А виходу КП

$$A = \bar{a}\bar{b}c + \bar{a}b\bar{c} + a\bar{b}\bar{c} + abc.$$

Ці вирази можна реалізувати як в базисі ТА, АБО, НЕ, так і в якомусь іншому базисі (наприклад ТА – НЕ), але спочатку краще вираз А мінімізувати, пам'ятаючи, що $a + \bar{a} = 1$. Щоб спростити вираз А, перетворимо його так:

$$A = bc(a+a) + ab(c+c) = bc + ab.$$

Якщо реалізацію схеми КП передбачати на ЛЕ ТА – НЕ, то одержані вирази ЛФ треба ще раз перетворити, щоб позбутися операції диз'юнкції:

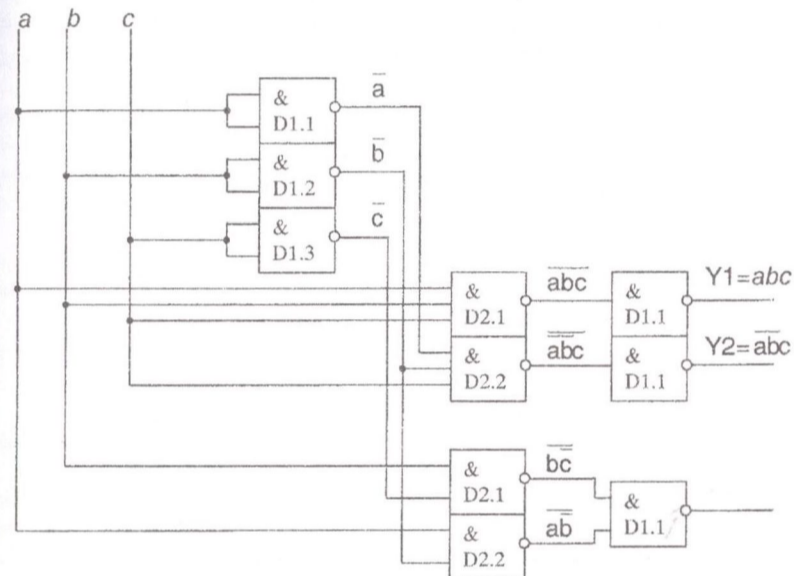


Рис. 14.2. Схема системної реалізації КП на логічному елементі ТА – НЕ

$$Y1 = abc = \overline{\overline{abc}}, \quad Y2 = \overline{abc} = \overline{\overline{\overline{abc}}}$$

$$A = \overline{bc} + \overline{ab} = \overline{\overline{bc}} + \overline{\overline{ab}} = \overline{\overline{bc} \cdot \overline{ab}}$$

Тепер (це видно) всі операції мають вигляд кон'юнкції під інверсією, як це передбачено ЛЕ ТА – НЕ, і щоб здійснити функції Y1 та Y2, потрібні тривходові елементи – кон'юнктори, а для аварійного виходу – два двоходових. На рис. 14.2 наведено варіант схемної реалізації одержаних ЛФ. Він є функціональною схемою спроектованого КП.

14.2. Мінімізація логічних функцій за картами Карно

Карта Карно є графічним зображенням таблиці відповідності для однієї вихідної змінної. Між рядками таблиці відповідності і клітинками карти Карно існує взаємна однозначна відповідність. Кількість клітинок у карті й рядків у

таблиці відповідності, як зазначалось, для функції n змінних становить $N = 2^n$. Запис у кожній клітинці карти Карно (0 або 1) відповідає рядку таблиці відповідності і є значенням ЛФ або виходу логічного пристрою при деякому наборі вхідних змінних. Цей набір аргументів визначає координати кожної клітинки, оскільки вхідні змінні та інверсії їх розміщують на зовнішніх сторонах карти Карно напроти її рядків та стовпчиків.

Вигляд карт Карно визначається кількістю змінних. Карты Карно для функцій двох, трьох, чотирьох змінних показано на рис. 14.3. Спробуйте розмістити відповідні чотири змінні в клітинках карти Карно на рис. 14.3, в.

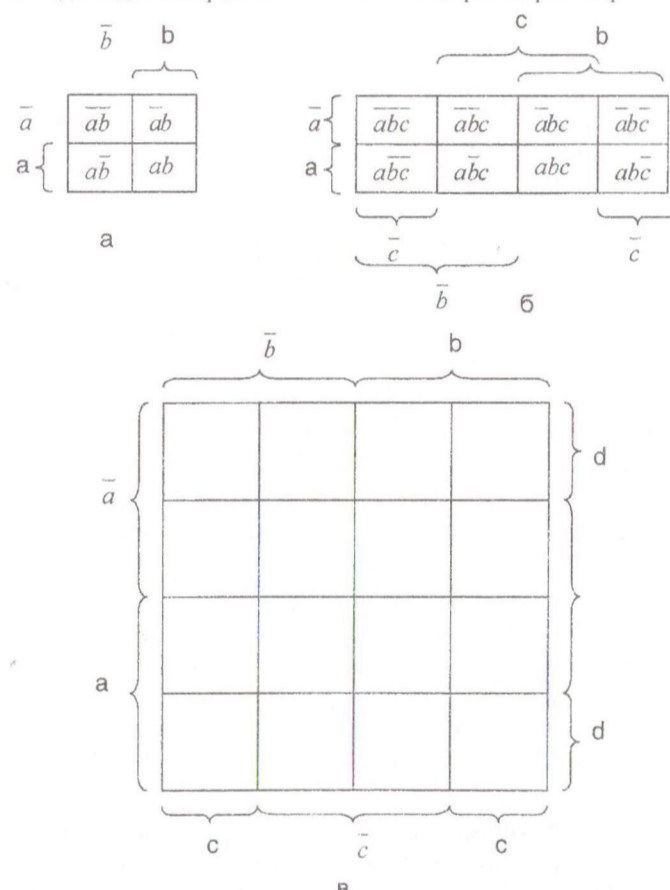


Рис. 14.3. Вигляд карт Карно при різній кількості аргументів:
а – два; б – три; в – чотири

З рисунка видно, що поле карти Карно поділено навпіл між прямим та інверсним значеннями кожної змінної. Кожна вхідна змінна ділить площину карти Карно на дві рівні частини, одна з яких відповідає прямому значенню вхідної змінної $x_i = 1$, а друга – її інверсному значенню $\bar{x}_i = 0$. Тоді кожна клітинка карти Карно визначається координатами, якими є змінні, розміщені на зовнішніх сторонах карти. Наприклад: для змінних a та b координатами клітинок будуть логічні кон'юнкції (добутки) $\bar{a}\bar{b}$, $a\bar{b}$, $\bar{a}b$ та ab цих змінних та їх інверсій. Ці координати позначено на полі клітинок на рис.14.3 і є одним із вхідних наборів аргументів. У клітинки карти Карно проставляють те значення ЛФ, яке вона набуває при відповідному наборі вхідних змінних, що визначають координати клітини. Карту заповнюють подібно до таблиці відповідності, тобто за ДДНФ подання ЛФ одиницю проставляють в тих клітинах, координати яких відповідають мінтермам, що входять у логічний вираз функції, або тим наборам вхідних змінних, при яких функція $Y = 1$. У решті клітин проставляють або мають на думці нуль.

Для прикладу складемо карту Карно аварійного виходу A пристрою сортування виробів, що має три вхідні змінні й вираз у ДДНФ до мінімізації (рис.14.4)

$$A = \bar{a}b\bar{c} + a\bar{b}\bar{c} + \bar{a}bc + ab\bar{c},$$

а після аналітичної мінімізації зводиться до виразу

$$A = a\bar{b} + b\bar{c}.$$

Мінтерми з виразу A визначають одиничне значення (1) в тих клітинах, що мають відповідні координати.

Властивістю карт Карно, як видно з рис. 14.4, є те, що при переході з будь-якої клітини до сусідньої (хоч по горизонталі, хоч по вертикалі) змінюється значення тільки однієї змінної. Якщо карту розглядати як розгортку багатогранника, то сусідніми виявляються також крайні суміжні клітини.

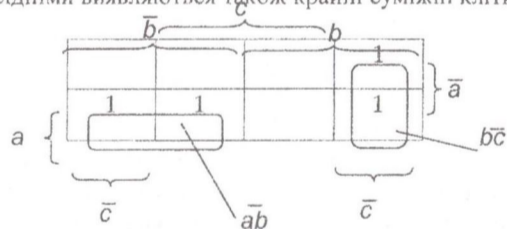


Рис. 14.4. Карта Карно логічної функції

$$A = \bar{a}b\bar{c} + a\bar{b}\bar{c} + \bar{a}bc + ab\bar{c} = 1$$

Якщо значення функції в сусідніх клітинах однакове (одиничне або нульове), то це означає, що змінна, яка переходить від значення X до значення \bar{X} у цих сусідніх клітинках, не впливає на значення логічної функції, яке зберігається при переході, і за законом склеювання її можна виключити. Можна сказати, що

карти Карно автоматично (чи дуже наочно) вказують змінну, яку можна виключити з мінтермів логічного виразу в ДДНФ.

Об'єднаймо на рис. 14.4 в спільні контури сусідні клітини з однаковим значенням 1, визначимо вхідні змінні, які при переході в сусідню клітину змінюють своє значення на протилежне, але не впливають на значення функції, і виключимо (склеїмо) їх. Тоді координатами об'єднаних контурів будуть кон'юнкції змінних, що зберігають своє значення при переході до сусідньої клітини і тільки тому не впливають на значення функції (у разі змінення їх змінилося б і значення функції). Це вочевидь кон'юнкції $a\bar{b}$ та $b\bar{c}$, позначені на рисунку. Вони ж входять і до мінімізованого виразу функції A .

Принципи мінімізації за картами Карно зводяться до наступного:

1. Сусідні однозначні клітини об'єднуються в групи попарно, далі – у четвірки із сусідніх пар, сусідні четвірки – у вісімки і так далі. Намагаються одержати якомога більшу групу (контур) сусідніх клітин, щоб зменшити кількість змінних у мінтермах, а кількість груп – якомога меншим, щоб зменшити кількість добутків (мінтермів).. Наприклад, логічний вираз у ДДНФ

$$Y1 = \bar{a}b\bar{c}d + ab\bar{c}d + \bar{a}b\bar{c}\bar{d} + ab\bar{c}\bar{d} + \bar{a}bc\bar{d} + abc\bar{d}$$

дає карту Карно, як на рис. 14.5. Зверніть увагу, що розмітка сторін інша, ніж на рис.14.3, а головне, щоб кожна змінна ділила площу карти навпіл.

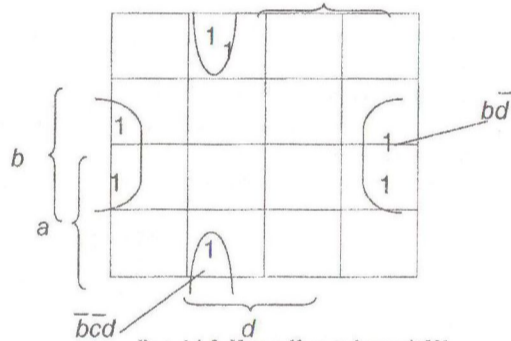


Рис. 14.5. Карта Карно функції $Y1$

Сусідні одиничні клітини об'єднано в пару з координатами $\bar{b}\bar{c}d$ і в четвірку з координатами $b\bar{d}$. Тому мінімізований логічний вираз набуває вигляду

$$Y1 = b\bar{d} + \bar{b}\bar{c}d.$$

2. Деякі об'єднані контури (групи) однозначних клітин можуть частково перекриватися, тому що об'єднуються лише контури з кількістю клітин 2^n , тобто 2, 4, 8... Наприклад, карті Карно, що зображена на рис. 14.6, відповідає мінімізований логічний вираз

$$Y2 = \bar{a}\bar{c}\bar{d} + bcd + \bar{a}\bar{b}c + bd,$$

оскільки контури складаються трьома парами клітин і однією четвіркою, яка перетинається з двома парами.

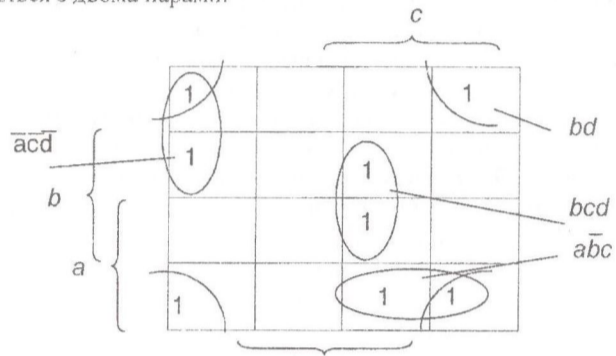


Рис. 14.6. Карта Карно функції Y_2

3. Уникають одержання зайвих контурів, тобто контурів, усі клітини яких вже повністю увійшли в інший контур, тому що кожний контур додає у вираз ЛФ додатковий член.

Розглянемо приклад раціонального вибору одиничних клітин карти Карно для об'єднання в контури. Очевидно, що вигляд і склад ЛФ залежать від конфігурації та площі об'єднаних контурів (рис. 14.7).

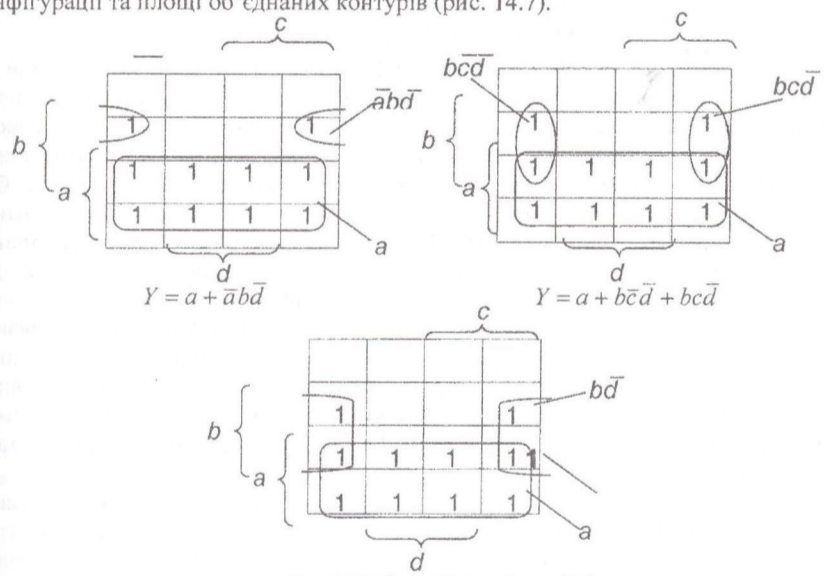


Рис. 14.7. Карти Карно функції Y

$$Y = a + b\bar{d}$$

Карты Карно також дають змогу мінімізувати ЛФ за нульовими значеннями мінтермів, що відповідають порожнім або нульовим клітинам карти. Тобто у контури можна об'єднувати не тільки клітини з одиницями, а й з нулями. Це зручно робити, якщо нульових клітин значно менше, ніж одиничних, від чого вираз ЛФ суттєво спрощується. Проте значення ЛФ у цьому разі виходить інвертованим. Щоб перейти до прямого значення, застосовують закон інверсії Де Моргана, але вираз з форми ДНФ переходить у форму КНФ. Наприклад, на рис.14.8 на карті Карно переважають одиниці. Це дає підставу об'єднати в контури саме їх і записати вираз інвертованого значення \bar{Y} логічної функції. Тоді у формі ДНФ

$$\bar{Y} = bd + acd + \bar{b}c\bar{d}$$

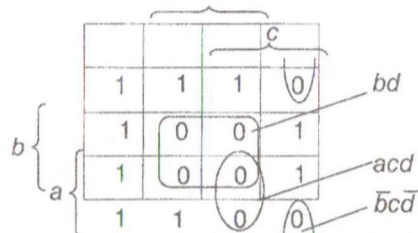


Рис. 14.8. Мінімізація за нульовими клітинами

Пряме значення дістанемо інверсією у формі КНФ

$$Y = \bar{Y} = bd + acd + \bar{b}c\bar{d} = (\bar{b} + \bar{a})(\bar{a} + \bar{c} + \bar{d})(b + \bar{c} + d)$$

Карты Карно, що містять заповнені нулями та одиницями клітини за максимально можливою кількістю вхідних наборів, відомі як повні карти Карно. В них кожна клітина має принципове значення. Але під час роботи більшості дискретних систем керування трапляються випадки, коли не всі комбінації вхідних змін мають місце при нормальній роботі, а лише у непередбачених ситуаціях, або в разі аварій. ЛФ, що не використовують усі свої можливі комбінації аргументів, називають неповністю визначеними. Невикористанні комбінації вхідних змінних можна, як було показано на прикладі задачі сортування, використати для діагностування системи, додаткової або аварійної сигналізації.

Карты Карно, що відповідають неповно визначеним функціям, називають неповними картами Карно. Їх зручно використовувати для мінімізації, тому що у тих клітинах (мінтермах), де функція не визначена можна ставити потрібне її значення, тобто 0 або 1, щоб збільшити площі об'єднаних контурів. Від цього може зростати ступінь мінімізації і спрощуватися як мінімізований вираз, так і його схемна реалізація.

Щоб проілюструвати застосування неповних карт Карно для мінімізації, складемо таблицю відповідності (табл.14.3) для керування роботою семисегментного світлового індикатора, який має показувати числа одного

десятькового розряду, і виведемо логічні вирази повної та мінімізованої функції світіння кожного сегмента. На рис.14.9 позначені всі сегменти семисегментного індикатора та реалізація ним десятикових чисел як комбінацію певних сегментів, що світяться, коли на них подають напругу.

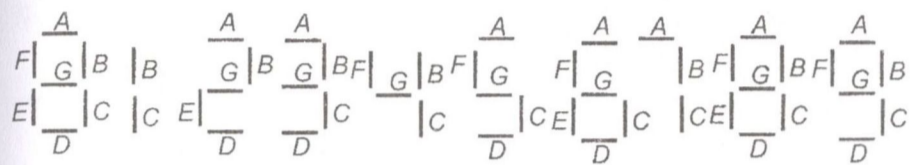


Рис. 14.9. Реалізація десятикових чисел індикатором

Таблиця 14.3

Таблиця відповідності семисегментного індикатора

| | Входи | | | | Виходи | | | | | | | |
|---|-------|---|---|---|--------|---|---|---|---|---|---|---|
| | a | b | c | d | A | B | C | D | E | F | G | |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 2 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 3 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 4 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 5 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 6 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 7 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 8 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 9 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 |

Десятьковому розряду відповідають чотири двійкових, тому вхідних змінних потрібно чотири: a, b, c, d. Індикатор має сім сегментів, отже потрібно сім вихідних змінних: A, B, C, D, E, F, G. Чотири змінні дають $N = 2^4 = 16$ рядків таблиці відповідності (вхідних наборів), але реалізація умови задачі вимагає тільки десять. Заповнення таблиці відповідності очевидне з рис.14.9.

Логічний вираз світіння сегмента A знайдемо з таблиці як логічну суму добутків вхідних змінних abcd в прямому (при одичному значенні) або інверсному (при нульовому значенні) вигляді для тих рядків таблиці, де вихід A має одиничне значення:

$$Y_A = \bar{a}\bar{b}\bar{c}\bar{d} + \bar{a}\bar{b}c\bar{d} + \bar{a}b\bar{c}d + \bar{a}bc\bar{d} + a\bar{b}\bar{c}\bar{d} + a\bar{b}cd + ab\bar{c}\bar{d} + ab\bar{c}d.$$

Вираз досить складний, тому зробити його аналітичну мінімізацію не просто. Карта Карно для сегмента A, що наведена на рис.14.10, а, дає змогу легко і суттєво спростити вираз, тому що одиничні сусідні клітини об'єднуються в три контури, а одна сама є контуром. Координати їх визначають мінімізований за повними картами вираз функції $Y_{Aл}$

$$Y_{Aл} = \bar{a}c + ab\bar{c} + \bar{b}\bar{c}d + \bar{a}b\bar{c}d,$$

який є простішим за попередній. Вираз функції $Y_{Aлн}$ сегмента A, складений за нульовими клітинами, яких є лише дві, дає інверсний вираз у ДНФ

$$Y_{\text{Лин}} = \bar{a}\bar{b}\bar{c}d + \bar{a}b\bar{c}\bar{d},$$

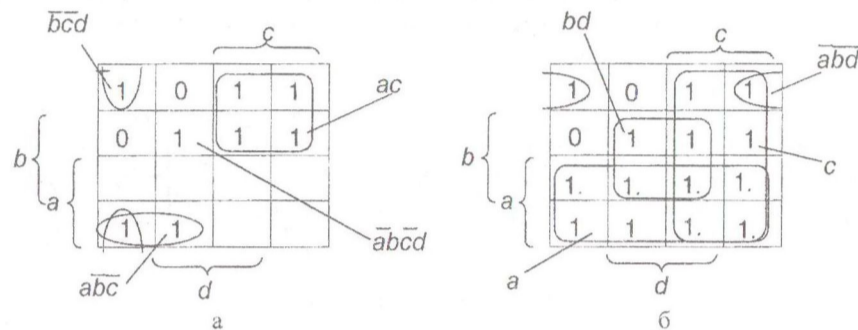


Рис. 14.10. Повна (а) і неповна (б) карти Карно функції А

Якщо тепер у байдужих для нормального режиму роботи клітинках записати одиниці (1), щоб збільшити площу контурів то неповна карта Карно сегменту А набуде вигляду, як на рис. 14.10, б, і також дає змогу просто, але ще суттєвіше спростити вираз функції, бо тепер сусідні одиничні клітини утворюють чотири об'єднані контури, та ще й більшої площі. Їхні координати визначають мінімізований за неповними картами Карно вираз функції $Y_{\text{А неп}}$.

$$Y_{\text{А неп}} = a + c + bd + \bar{a}\bar{b}\bar{d}.$$

Зверніть увагу, що вираз функції, складений за нульовими клітинами неповної карти Карно, не відрізняється від складеного за повними.

Контрольні запитання

(Гончаренко Б.М., Коновалов К.В., ЕМСТ, с. 318 - 334)

- 14.1. Яка відмінність між тотожними логічними перетвореннями і мінімізацією логічних функцій?
- 14.2. Охарактеризуйте відомі поширені методи мінімізації.
- 14.3. Який існує зв'язок між табличним і аналітичним поданням логічної функції?
- 14.4. Що таке ДДНФ та ДКНФ подання логічних функцій? Чи є вони мінімальними формами?
- 14.5. Наведіть приклад складання таблиці відповідності для пристрою керування сортуванням виробів за висотою.
- 14.6. Наведіть приклад реалізації схеми керування виконавчими механізмами сортування.
- 14.7. Наведіть приклад реалізації схеми сигналізації несправності датчиків у базисі ТА, АБО, НЕ.
- 14.8. Як залежить вигляд карт Карно від кількості змінних (аргументів логічної функції)?
- 14.9. Яка основна властивість карт Карно? Як їх заповнювати?

14.10. Наведіть приклад заповнення карти Карно для виходу сигналізації пристрою сортування.

14.11. У чому сутність мінімізації логічної функції за картами Карно? Які клітини можна об'єднувати в групи? Які – раціональніше?

14.12. Чи можна визначити за картою Карно мінімізований вираз логічної функції без об'єднання клітин у групи?

14.13. Яка різниця між повними та неповними картами Карно?

14.14. Наведіть приклад складання таблиці відповідності для будь-якого сегмента індикатора.

14.15. Порівняйте для будь-якого сегмента повну і неповну карти Карно.

14.16. Порівняйте мінімізовані логічні вирази за повною і неповною картами Карно.

ЛЕКЦІЯ 15 ЦИФРОВІ МІКРОСХЕМИ І ПРИСТРОЇ

15.1. Класифікація цифрових пристроїв

Цифрові пристрої (ЦП), або пристрої логічної дії, поділяють на два типи: комбінаційні та послідовні (не послідовні!). В комбінаційних логічних пристроях значення вихідних сигналів у поточний момент часу повністю визначається комбінацією вхідних змінних незалежно від їхнього попереднього стану. В послідовних пристроях значення вихідних сигналів визначається не тільки поточними значеннями вхідних змінних, а й станом пристроїв в попередній такт роботи – до подачі певного набору (комбінації) вхідних змінних. Послідовні пристрої організуються з комбінаційних належним вмиканням їх за допомогою ЗЗ.

Прикладами комбінаційних пристроїв (рис.15.1) є: логічні схеми (ЛС), або логічні елементи (ЛЕ), або ключі (вентилі); дешифратори (Д) з умовним позначенням на схемах ИД; шифратори (Ш) з позначенням ИВ; суматори (Σ) з позначенням ИМ; перетворювачі кодів (ПК) з позначенням ПР; мультиплексори (М) з позначенням КД; демультиплексори (Д) з позначенням ИД (позначення співпадає з дешифраторами); схеми порівнювання кодів (СП) з позначенням ИП або ЛП та арифметико-логічні пристрої (АЛП) з позначенням АЛУ.

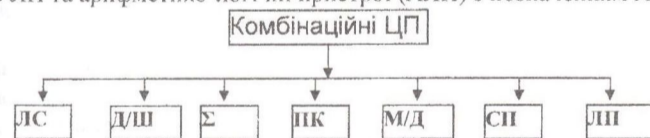


Рис. 15.1. Комбінаційні цифрові пристрої

До послідовних пристроїв (рис.15.2) належать тригери (ТТ) різних типів: JK- тригери з позначенням на схемах ТВ; RS- тригери з позначенням ТР; D- тригери з позначенням ТМ; T- тригери з позначенням ТТ; лічильники (ЛЧ) з позначенням ІЕ; регістри (Р) з позначенням ІР; запам'ятовувальні пристрої (ЗП) з різними позначеннями – РУ, РФ або РЕ.

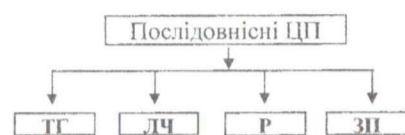


Рис. 15.2. Послідовнісні цифрові пристрої

Цифрові пристрої реалізують на базі цифрових інтегральних мікросхем у вигляді певних серій.

Серією цифрових мікросхем (ЦМС) називають групу мікросхем, що призначені для виконання різноманітних функцій (зокрема й логічних операцій) і для сумісного застосування в цифровій апаратурі. Виконують серію на єдиній конструктивно-технологічній базі. Зазвичай це є функціонально повна система і реалізована за однаковою або близькою технологією. Відомі серії діодно-транзисторної логіки (ДТЛ), транзисторно-транзисторної логіки (ТТЛ), на уніполярних різної провідності транзисторах (КМОП-логіки) і логіки з емітерним зв'язком (ЭСЛ). Найпоширенішими є три технології виготовлення цифрових мікросхем: ТТЛ, ТТЛШ (з діодами Шоттки) і ЭСЛ.

Умовне позначення цифрових мікросхем є цифро-літерним кодом і містить такі елементи:

- 1) літери, що характеризують вид цифрових мікросхем, її стійкість до дії навколишнього середовища і пов'язані з цим тип корпусу та сферу застосування (якщо літери немає, то це сприймається як "нульова літера"): літера К – загальне призначення в температурному діапазоні $(-10...+70)^\circ\text{C}$; КМ – в $(-45...+85)^\circ\text{C}$; КР – часто пластмасовий корпус;
- 2) одну цифру: 1,5,7 означають напівпровідникові ЦМС, числа 2,4,6,8 – гібридні, цифра 3 – інші інтегральні ЦМС. Якщо ці цифри доповнено ще двома, то це означає номер серії;
- 3) дві літери, що характеризують виконувану функцію або функційну групу (позначення ЦМС, наведене раніше);
- 4) одну чи дві цифри, що означають тип ЦМС всередині функціональної групи, наприклад кількість входів елемента ТА, тип тригера.

Приклад: К155ЛА2 – мікросхема серії К155, для виконання функції ТА – НЕ (ЛА), другого типу (в серії К155 цей тип має вісім входів). Кращому запам'ятовуванню сприяє наведена нижче схема позначення (рис.15.3).

Цифрові мікросхеми можуть бути розміщені в стандартних корпусах, що мають два типи виводів: ДІП (DIP – dual in line package) та планарні. Найпоширеніші ДІП; вони мають 14 або 48 виводів, перпендикулярних до площини корпусу, з кроком 2,5 мм, призначені для монтажу в отворах плати і розміщення з протилежного боку. Їх часто називають ДІП-типом, тому що виводи їх розташовані у два ряди.

Габаритні розміри ЦМС визначає не кристал напівпровідника, а виводи з корпусу, тому щоб його максимально використати, в одному корпусі може бути



Рис. 15.3. Схема позначення цифрової мікросхеми

декілька ЛЕ. Прості ЛЕ розміщують у корпусі з 14 виводами, з яких один – для підведення живлення, один загальний для всіх виводів (входів, виходів та живлення), а решта 12 – логічні. Наприклад, 4 х (2ТА) означає корпус цифрової мікросхеми з чотирма двовходовими елементами ТА, 2 х (4ТА – НЕ) – з двома чотиривходовими елементами ТА – НЕ. Для складних ЦМС передбачено корпуси з 16, 24 або з 48 виводами.

Планарні ЦМС лягають на одному боці плати з кроком виводів 1,25 мм; температурний діапазон (–60...+125) °С.

У технології ТТЛ або ТТЛШІ дуже зручно виготовляти елемент ТА – НЕ. За його допомогою отримують усі інші ЦМС, крім двоступеневого ЛЕ ТА – АБО – НЕ, який і сам теж є технологічно простим. На позначення ЛЕ у текстових документах застосовують скорочену форму, наприклад скорочений запис 2–2–2ТА–ЗАБО–НЕ (повний 2ТА–2ТА–2ТА–ЗАБО–НЕ) відповідає функції $Y = \overline{ab + cd + ef}$, що містить три двовходових елементи 2ТА (три кон'юнктори), один тривходовий АБО (диз'юнктор) та один інвертор НЕ. Або запис 2–2–4ТА–ЗАБО–НЕ відповідає функції $Y = \overline{ab + cd + efgh}$ і містить два двовходові 2ТА, один чотиривходовий 4ТА, один тривходовий ЗАБО та один НЕ. Отже, в скороченій формі за першими цифрами, що означають кількість входів ЛЕ (кількість аргументів ЛФ ТА), не позначають функції, а проставляють літери ТА після останньої з цифр, що стосуються саме цієї функції, перед наступною ЛФ АБО.

У серії ТТЛ є розширювані елементи ТА – АБО – НЕ, до яких можна підмикати розширювачі, щоб збільшити, в разі потреби, кількість входів АБО (рис.15.4).

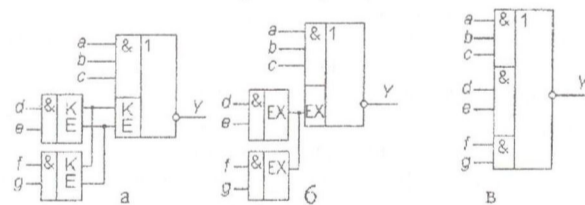


Рис. 15.4. Способи зображення розширюваного елемента ТА – АБО – НЕ з розширювачами для схем: а – електронних; б – функціональних (факт використання розширювачів); в – функціональних (лише результуюча функція)

$$Y = \overline{abc + de + fg}$$

Позначення EX походить від expand – розширювати. Сума входів АБО, що вже є в корпусі і що додаються розширювачем, обмежена вісьмома, а самі розширювачі можуть бути з кількістю входів ТА або чотири, або вісім.

Плоский корпус з планарними виводами має малозастосовна нині серія ЦМС 133, керамічний або пластмасовий ДІП корпус на 14 виводів – найбільш поширена серія 155, а на 48 виводів – серія 580, що містить і мікропроцесори.

В одному корпусі цифрової мікросхеми ТТЛ може розміщуватися декілька схем ТА – НЕ, на одну логічну функцію може бути два, три, чотири або вісім входів та один вихід. У технології КМОП на відміну від ТТЛ елемент ТА – НЕ не має переваги перед АБО – НЕ, бо функції ТА і АБО реалізуються послідовним або паралельним з'єднанням МОП- транзисторів. Цифрова мікросхема ТТЛ потужніша (порядку 20 мВт), проте мікросхема КМОП (порядку 1,5 мкВт) дає змогу під'єднувати до чотирьох входів наступних елементів. На рис.15.5 наведено приклади розміщення логічних елементів ТА – НЕ в корпусі на 14 виводів, а на рис.15.6 – їх стандартне зображення.

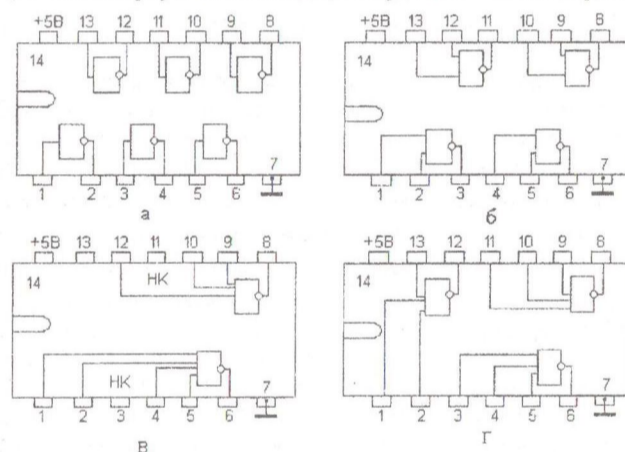


Рис. 15.5. Розміщення логічних елементів ТА – НЕ в корпусі:
а – 6НЕ – К155ЛН1; б – 4(ТА – НЕ) – К155ЛА3; в – 2(ТА – НЕ) – К155ЛА1; г – 3(ТА – НЕ) – К155ЛА4

З рис.15.5 видно, що при виготовленні деякі виводи (11 та 3 рис.15.5, в) залишилися невикористаними (НК), тому на них не слід звертати увагу. Але якщо в багатовходовому ЛЕ використано лише частину входів, а частина залишилась невикористаними, то в схемі ТА – НЕ їх треба з'єднати через резистор опором 1 кОм з шиною напругою +5 В або з іншим входом, на який подається сигнал. Невикористаний вхід ЛЕ ТА – НЕ не можна заземлювати, бо схема ТА – НЕ в позитивній логіці (з високим рівнем вхідного сигналу) поведеться як функція АБО – НЕ для сигналів низького (заземлення) рівня. У схемі АБО – НЕ невикористаний

вхід заземлюють (але не під'єднують до шини +5 В) або підмикають до того сусіднього входу, на який вже подається сигнал.

Нижче наведено набір цифрових мікросхем окремих логічних елементів, що випускаються як ЛС – логічні схеми серій 133 та 155 серії за технологією

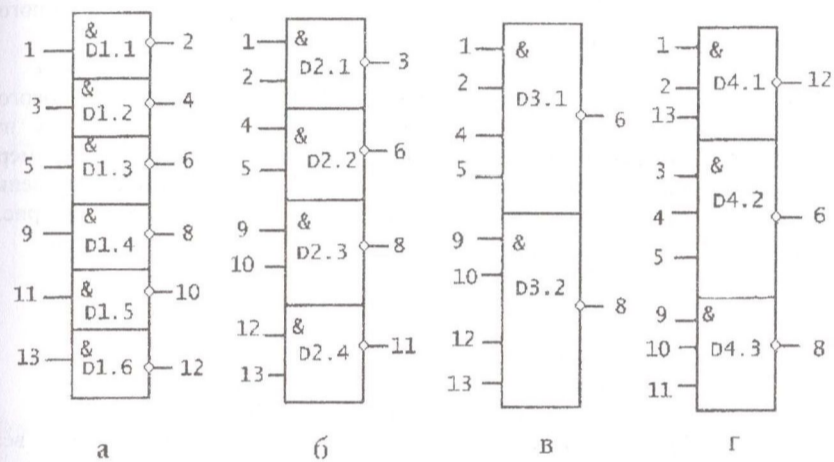


Рис. 15.6. Стандарти зображення логічних елементів на цифрових мікросхемах:

а – К155ЛН1; б – К155ЛА3; в – К155ЛА1; г – К155ЛА4

ТТЛ. Позначення виконуваних функцій: 6НЕ – ЛН1; 2(4ТА – НЕ) – ЛА1; 8ТА – НЕ – ЛА2; 4(2ТА – НЕ) – ЛА3; 3(3ТА – НЕ) – ЛА4; 4(2АБО – НЕ) – ЛЕ1; 2(4АБО – НЕ) – ЛЕ2; 4(2ТА) – ЛИ1; 4(2АБО) – ЛЛ1; 4(2М2) – ЛП5; 2(2–2ТА – 2АБО – НЕ) один елемент з розширенням за АБО – ЛР1; 4–4ТА – 2АБО – НЕ з розширенням за АБО – ЛР4; 2–2–2 – 3ТА – 4АБО – НЕ з розширенням за АБО – ЛР3; 2(4ТА) – розширювач за АБО – ЛД1; 8ТА – розширювач за АБО – ЛД3.

Очевидно, що найбільше ЛЕ ТА – НЕ і АБО – НЕ, оскільки вони природні для ТТЛ технології. Логічних елементів ТА і АБО без інверсії значно менше, тому що на кристалі їх одержують схемним (не технологічним) методом, під'єднуючи до виходу базового елемента інвертор. ЛЕ М2 у вигляді ЦМС одержують на кристалі також внаслідок з'єднання схем ТА – НЕ і АБО – НЕ.

Вітчизняні ЦМС серії 155 мають закордонні аналоги, що позначені SN74. Існують відповідності: SN7401 = К155ЛА8; SN7402 = К155ЛЕ1; SN7403 = К155ЛА9; SN7404 = К155ЛН1; SN7405 = К155ЛН2; SN7410 = К155ЛА4; SN7413 = К155ЛЛ1; SN7414 = К155ЛЛ2; SN7420 = К155ЛА1.

У схемах промислової автоматики поширена серія ТТЛ ЦМС К155, а в обчислювальній техніці – серії КМОП або ЕСЛ, що мають більшу швидкодію за своєю технологією виготовлення.

15.2. Основні логічні пристрої

Як зазначалося, основним ЛЕ серії 155 ТТЛ є елемент для виконання функції ТА – НЕ самостійно або в складі інших логічних пристроїв комбінаційної чи послідовної дії. ЛЕ ТА – НЕ за технологією ТТЛ складається з багатомітерного транзистора, що реалізує функцію ТА, і транзисторного підсилувача, що є складним інвертором і виконує функцію НЕ.

Дешифратори випускаються серійно у вигляді мікросхем – декодерів (DC). Дешифратори, або декодери, – пристрої, призначені для перетворення двійкового n -розрядного коду в унарний або в комбінацію керувальних сигналів. З усіх m виходів дешифратора активний рівень є тільки на одному, а саме на тому, номер якого дорівнює поданому на вхід двійковому числу. На решті виходів – рівень напруги неактивний. Умовне зображення дешифратора в схемах показано на рис. 15.7 і відповідає цифровій мікросхемі К155ИД4. Про вхід Е мова ще буде далі.

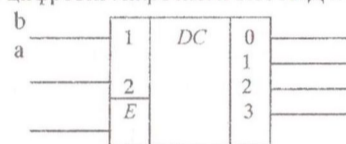


Рис. 15.7. Дешифратор 2–4 (1/2 К155ИД4)

Якщо дешифратор (декодер) має n входів, m виходів і використовує всі можливі набори вхідних змінних, то $m = 2^n$. Такий декодер називають *повним* (рис. 19.3) на відміну від *неповного*, який використовує лише частину можливих наборів і має меншу кількість і, відповідно, внутрішніх схемних елементів. Прикладом неповного декодера є цифрова мікросхема К155ИД1 (або К176ИД1), яка перетворює код $8421N$ (двійковий) у десятковий N (чотири двійкових розряди, в один десятковий 4–10). Повним дешифратором є цифрова мікросхема К155ИД3, що перетворює код $8421N$ у код N , що має значення від 0 до 15.

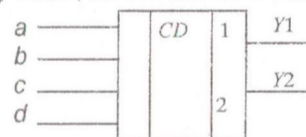


Рис. 15.8. Умовне зображення шифратора

Шифратори – це пристрої, призначені для перетворення позиційного, найчастіше десяткового коду на один з двійкових. Шифратори використовують переважно у пристроях введення інформації з клавіатури або з перемикачів і виконують функції, обернені функціям дешифраторів (калькулятори, ПК-ЕОМ, дистанційне керування). Умовне зображення шифратора на чотири входи і два виходи (4–2) показано на рис.15.8, а рис.15.9 наведено приклади реалізації шифраторів 4–2 на основі диз'юнктивної (ДДНФ) та кон'юнктивної (ДКНФ) форм.

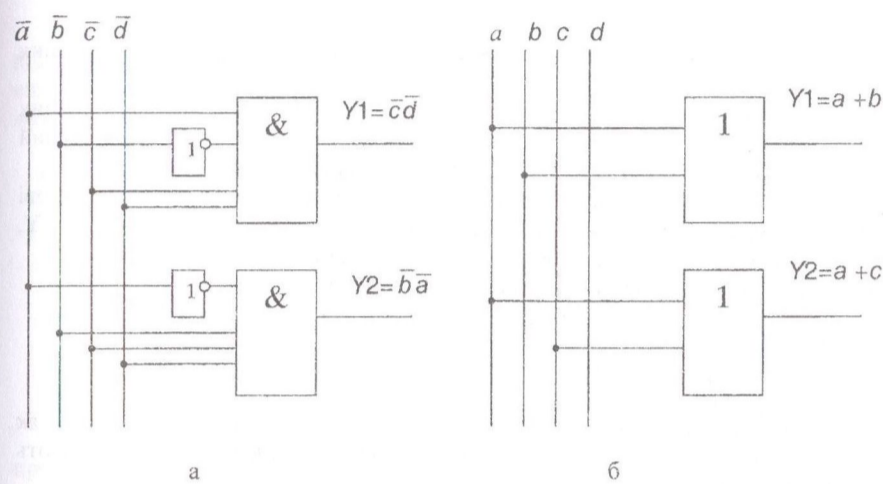


Рис. 15.9. Схеми шифраторів 4-2: а – в ДДНФ; б – в ДКНФ

Суматори. Щоб скласти числа, які найчастіше надходять у паралельно-послідовному двійковому коді 8421, тобто потетрадно (по одній десятковій цифрі, поданій тетрадою двійкових), застосовують паралельні двійкові суматори. Суматор має n входів розрядів складової (числа) A , n входів розрядів складової B і вхід перенесення cr (carry). Виходами суматора є n виходів розрядів суми $S = S_3 S_2 S_1 S_0$ і вихід перенесення (переповнення) CR .

Умовне позначення суматора, наприклад, чотирирозрядного паралельного суматора двох чисел $A = a_3 a_2 a_1 a_0$ і $B = b_3 b_2 b_1 b_0$, наведено на рис. 15.10. Інколи виходи перенесення позначають як $p \equiv cr$ і $P \equiv CR$.

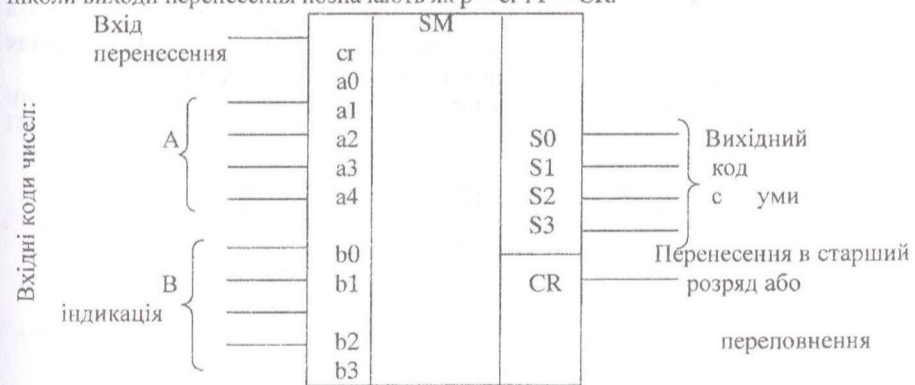


Рис. 15.10. Умовне позначення чотирирозрядного суматора
Вхідне перенесення власне n -розрядного суматора подається на вхід cr

наймолодшого розряду, а вихідне CR найстаршого розряду є виходом перенесення всього суматора.

Перетворювачі кодів. Ці пристрої перетворюють числа, подані в одних кодах, на числа в інших кодах, наприклад, двійкового коду в десятковий позиційний. Це перетворення відображає таблиця відповідності.

При різних комбінаціях вхідних сигналів a , b , що відображають двійкові числа, на виходах перетворювача сигнал має бути тільки на тому одному виході Y , який відповідає такому ж десятковому числу, як і перетворене двійкове.

Таблиця відповідності перетворювача двійкового коду в десятковий позиційний

| a | b | Y0 | Y1 | Y2 | Y3 | N |
|---|---|------|------|------|------|---|
| 0 | 0 | 1(0) | 0(1) | 0(1) | 0(1) | 0 |
| 0 | 1 | 0(1) | 1(0) | 0(1) | 0(1) | 1 |
| 1 | 0 | 0(1) | 0(1) | 1(0) | 0(1) | 2 |
| 1 | 1 | 0(1) | 0(1) | 0(1) | 1(0) | 3 |

Логічні функції перетворення за таблицею відповідності визначають як кон'юнкції тих змінних a , b або їхніх інверсій у рядках, що відповідають одиничному значенню виходів Y перетворювача

$$Y_0 = \bar{a}\bar{b}; \quad Y_1 = \bar{a}b; \quad Y_2 = a\bar{b}; \quad Y_3 = ab.$$

Схему перетворювача легко реалізувати на логічних елементах ТА (рис.15.11, а), але вона не буде економічною за споживанням енергії, тому що під час роботи лише один з чотирьох виходів перебуває в економічному стані (одиничному), а решта – у нульовому (низького рівня) стані, що має підвищене споживання.

Якщо в таблиці відповідності замінити, не змінюючи алгоритма роботи, всі значення станів на протилежні (показані в дужках) і скласти рівняння логічних функцій відповідно до їхніх інверсій у рядках, що відповідають нульовому значенню виходів Y перетворювача, а саме:

$$Y_0 = \bar{a}\bar{b}; \quad Y_1 = \bar{a}b; \quad Y_2 = a\bar{b}; \quad Y_3 = ab.$$

То реалізацію схеми економічного перетворювача кодів на логічних елементах ТА – НЕ, що враховують операцію інверсії, наведено на рис. 15.11, б.

Мультиплексор – це цифровий функціональний пристрій, що здійснює

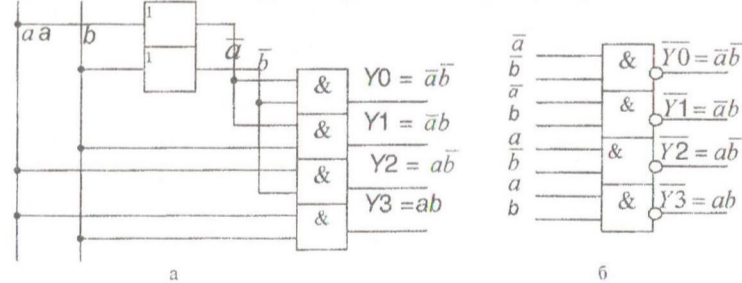


Рис. 15.11. Перетворювачі двійкового коду в десятковий на логічних елементах: а – ТА з високим рівнем вихідного сигналу; б – ТА – НЕ з низьким рівнем вихідного сигналу

під'єднання (комутацію) одного з декількох інформаційних входів даних до одного вихідного каналу. Номер вибраного входу відповідає коду, поданому на адресні входи мультиплектора. Умовне зображення мультиплектора (MS) наведено на рис.15.12, а.

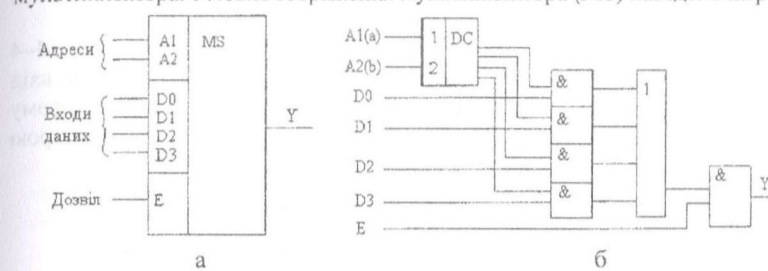


Рис. 15.12. Мультиплектор: а – умовне зображення; б – варіант його схемної реалізації
Вхід Е – дозвільний: при $E = 1$ мультиплектор працює, при $E = 0$ вихід пристрою не активний, мультиплектор закритий.

Інші назви мультиплектора: комутатор, селектор, селектор-мультиплектор, які позначаються стандартним сполученням літер: MUX – мультиплектор, SL – селектор, MS – мультиплектор-селектор.

Варіант схеми, що виконує перераховані вище функції мультиплектора, наведено на рис.15.12, б. Крім дешифратора DC, вона містить схеми кон'юнктивів & і диз'юнктора 1.

Демультимплексором називають пристрій, що розподіляє в бажаній послідовності сигнали з одного інформаційного входу між декількома виходами. Вибір потрібного виходу забезпечується кодом на шинах адрес.

Дешифратором (декодером) називають, нагадаємо, пристрій з декількома входами і виходами, у якому визначеним комбінаціям вхідних сигналів відповідає активний стан (рівень логічної одиниці) тільки одного з виходів.

Принцип роботи демультимплектора показано на найпростішій схемі (рис.15.13, а), що має лише один вхід адреси А та один інформаційний вхід D. Потенціалом входу адреси визначається вихід, на якому повторюється сигнал D.

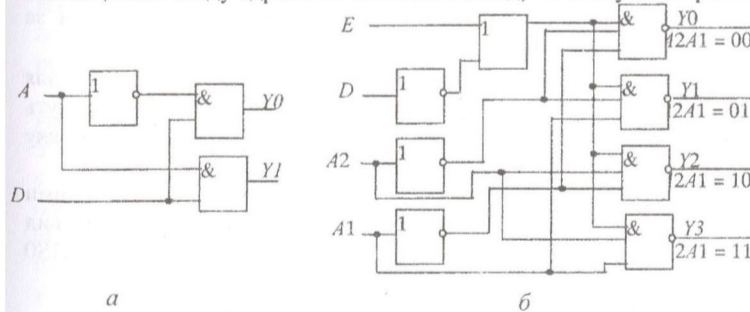


Рис. 15.13. Демультимплектор: а – принципова схема, б – логічна структура

При $A = 1$ верхній логічний елемент закритий, а нижній працює як повторювач вхідної інформації D . При $A = 0$ закритим є нижній логічний елемент, а верхній пропускає вхідну інформацію D . При більшій кількості входів принцип роботи схеми залишається таким самим.

На рис.15.13, б наведено логічну структуру простого демультимплексора 1–4 (з одного на чотири): A_1, A_2 – адресні входи, D – інформаційний вхід даних, вхід $E = 0$ – дозвільний. Номери вихідних виводів відповідають, як завжди, двійковому коду на шинах (входах) адрес (A_1 – молодший розряд). Роботу пристрою описують логічними виразами:

$$Y_0 = \overline{(D + E)} \cdot \overline{A_2} \cdot \overline{A_1}; \quad Y_1 = \overline{(D + E)} \cdot \overline{A_2} \cdot A_1;$$

$$Y_2 = \overline{(D + E)} \cdot A_2 \cdot \overline{A_1}; \quad Y_3 = \overline{(D + E)} \cdot A_2 \cdot A_1.$$

Якщо на інформаційний вхід D демультимплексора 1–4 (рис.15.13, б) подати і підтримувати сигнал $D = 0$ або на дозвільний вхід подати сигнал $E = 1$, то пристрій буде працювати як дешифратор 2–4. Принципової відмінності між цими пристроями не існує. Вона зводиться лише до вигляду сигналів на інформаційному (одиночному) вході: якщо вони змінюються в часі, то пристрій є демультимплексором, якщо ні – дешифратором. У спеціалізованих дешифраторах цього входу часто немає і вихідний сигнал на активному виході має лише одне, заздалегідь визначене значення.

На схемах демультимплексори позначають символом DMX, а дешифратори, нагадаємо, DC (decoder).

Компаратором називають функціональний вузол порівняння чисел. Найпростіші компаратори формують на виході однобітовий сигнал рівності (одиницю) або нерівності (нуль) двох двійкових чисел. Складніші компаратори у разі нерівності чисел визначають сигналом на відповідному виході, яке саме число більше. Умовним позначенням компаратора є $=$ або COMP (comparat – порівнювати).

Те, що в порівнюваних розрядах двійкових чисел треба встановлювати факт рівності не тільки одноіменних одиниць (для чого підходить логічний елемент ТА), а й нулів (за рівності нульових розрядів елемент ТА має на виході нульовий сигнал, що відповідає стану нерівності розрядів), не дає змоги використати елемент ТА. Відомо, що функцією рівності двох аргументів є інверсія їхньої суми за модулем 2, або так звана функція рівнозначності ($=1 \equiv \overline{M2}$).

Арифметико-логічні пристрої. Це спеціалізовані цифрові мікросхеми для перетворення двійкової інформації. Арифметико-логічні пристрої (АЛП) можуть працювати не тільки за жорсткою програмою, а й за наперед заданою, яку наступного разу можна змінити. Умовне позначення АЛП – ALU.

Цифрова мікросхема К155ІП3 призначена для дій з двома чотирирозрядними двійковими числами $A = a_3a_2a_1a_0$ і $B = b_3b_2b_1b_0$ (рис. 15.14). Конкретний вид операції, що виконує АЛП, задається п'ятирозрядним кодом на входах S3S2S1S0 елемента М.

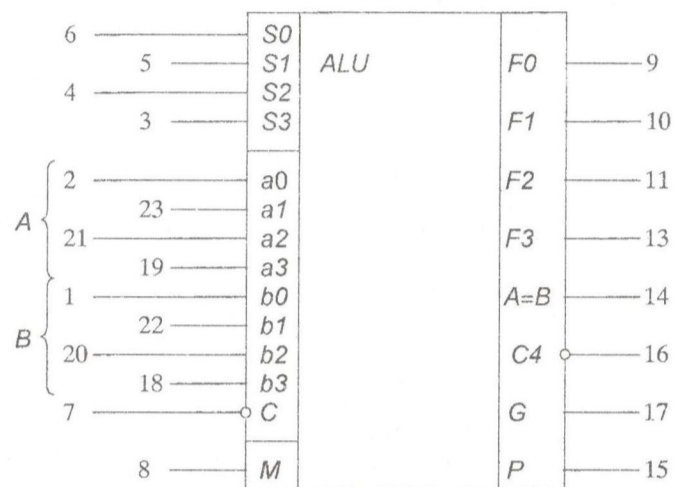


Рис. 15.14. Умовне зображення АЛП на цифровій мікросхемі К155ІП3

На виходах F0 F1 F2 F3 формуються результати логічних перетворень та арифметичних дій у вигляді чотирирозрядного слова. На виході перенесення C4 створюється сигнал старшого (п'ятого) розряду при виконанні арифметичних дій. Виводи G – створення прискореного перенесення і P – поширення прискореного перенесення використовують тільки в разі застосування блоку прискореного перенесення К155ІП4 в багаторозрядних нарощених АЛП.

Як раніше зазначалося, послідовні (не послідовні!) схеми стосуються алгебри логіки, що описує роботу цифрових автоматів, які мають пам'ять. Щоб передбачити значення сигналів на їхніх виходах у разі змінення інформації на виходах, потрібно враховувати також і стан, в якому автомати (послідовні пристрої) були перед тим. Послідовні пристрої будують на базі комбінаційних, вмикючи їх належним чином за допомогою зворотних зв'язків. Найпростішими із послідовних пристроїв є тригери. До цього ж класу належать лічильники, регістри, запам'ятовувальні пристрої.

Цифровий пристрій, сигнали на виході якого відображають у певному коді кількість імпульсів, що надійшли на його лічильний вхід, називають *лічильником*. У міру надходження вхідних сигналів лічильник послідовно перебирає свої стани у заданому для цієї схеми порядку. Тригер *T*- типу є прикладом найпростішого однорозрядного лічильника, який рахує до двох (0 та 1). Лічильник, який створюється ланцюжком із *n* тригерів, здатний порахувати у двійковому коді 2^n імпульсів. Кожний з тригерів такого ланцюжка називають *розрядом лічильника*, тому що *n* визначає кількість розрядів двійкового числа, яке може бути записаним у лічильнику. Кількість можливих станів $K = 2^n$ лічильника (без повторення)

називають *модулем лічби* або *ємністю лічильника*. Один з можливих станів лічильника беруть за нульовий (початковий), решту станів нумерують за кількістю імпульсів. Якщо лічильник почав рахувати з початкового стану, то через кожні K сигналів у ньому знову встановиться початковий стан, а на виході лічильника при цьому з'явиться сигнал K -го перенесення CR (*carry* – нести), оскільки цикл роботи лічильника повторюється.

Звичайно лічильник змінює свої стани у зростаючому порядку, тоді його називають додальним (підсумовувальним) лічильником, а якщо в спадному порядку, то віднімальним. Якщо напрямок лічби може змінюватись, то лічильник називають реверсним. Лічильники, які для перемикавання при лічбі потребують подачі синхроімпульсів, є синхронними, а які при лічбі перемикаються тільки вхідними сигналами – асинхронними. Часто лічильники мають вхід загального скидання (master reset) R і входи даних D_i для паралельного завантаження довільного двійкового коду, що визначає тип лічильника – паралельний. Власне завантаження відбувається в разі подання спеціального сигналу ще на один вхід – вхід паралельного завантаження PL (parallel load).

Символом лічильників на схемах є літери CT (від counter – лічильник), доповнені в разі потреби цифрою, що позначає модуль лічби. Шифром у позначенні цифрової мікросхеми лічильника є літери ІЕ. Умовне зображення лічильника наведено на рис. 15.15. На зображенні Q_0 – Q_4 – виходи лічильника, комбінація

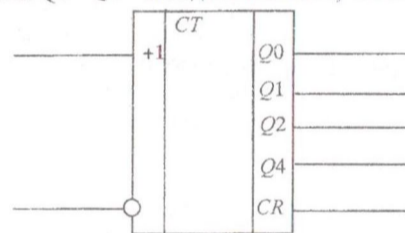


Рис. 15.15. Умовне зображення лічильника

сигналів на яких визначає номер його стану; CR – вихід перенесення. Додальний вхід лічильника позначається $+1$, віднімальний -1 ; це лічильні входи. В асинхронних лічильниках лічильний вхід позначається символом T .

Регістрами (від англійського to register – реєструвати) називають цифрові вузли, призначені для записування та збереження багаторозрядних двійкових чисел. Деякі види регістрів можуть перетворювати двійкову інформацію з паралельної форми у послідовну або навпаки.

Елементами структури регістрів є синхронні тригери D -типу або RS - (JK -) типу. Один тригер може запам'ятати (зарєструвати) один розряд (біт) двійкової інформації, тому сам може вважатися однорозрядним регістром. Щоб записати багаторозрядні двійкові числа використовують послідовні ланцюжки тригерів – за кількістю розрядів числа. Крім тригерів, до складу цих регістрів входять також комбінаційні логічні елементи, що мають допоміжну функцію.

Занесення інформації до регістру називають операцією введення або записування, а виведення її до зовнішніх пристроїв – операцією виведення або зчитування.

Поняття „ваговий коефіцієнт” щодо розрядів регістрів не застосовують на відміну від лічильників, оскільки ваги розрядів визначаються під час записування інформації. Тому на умовних зображеннях регістрів нумерація інформаційних входів та виходів іде не за вагами розрядів, а підряд.

За функціональним призначенням регістри бувають накопичувальні (зберігання, або пам’яті) і зсувні. Зсув інформації ліворуч або праворуч потрібен для перетворення послідовного коду в паралельний і навпаки, нормалізації чисел або для їх множення. Зсувні регістри поділяють за способом введення-виведення інформації на паралельні, послідовні й комбіновані (паралельно-послідовні та послідовно-паралельні), а за напрямком зсуву – на однонаправлені й реверсивні.

Контрольні запитання

(Гончаренко Б.М., Коновалов К.В., с.335 – 341, 354, 376, 433, 451)

15.1. Дайте визначення комбінаційних і послідовнісних цифрових пристроїв. Перелічіть основні з них.

15.2. Яка система використовується для умовного позначення цифрових мікросхем?

15.3. Охарактеризуйте цифрові мікросхеми в ДПП-корпусі та планарні.

15.4. Що Ви знаєте про розширення входів цифрової мікросхеми та їх зображення?

15.5. Як розміщуються логічні елементи в однакових корпусах ЦМС? Які стандартні зображення їх?

15.6. Дайте визначення дешифратора.

15.7. Дайте визначення шифратора.

15.8. Дайте визначення суматора.

15.9. Дайте визначення мультиплексора, демультимплексора-дешифратора.

15.10. Дайте визначення компаратора.

15.11. Дайте визначення арифметико-логічного пристрою.

15.12. Дайте визначення лічильника. Охарактеризуйте різновиди.

15.13. Охарактеризуйте різновиди регістрів.

16. ПОСЛІДОВНІСНІ СХЕМИ (ТРИГЕРНІ)

Як раніше зазначалося, послідовнісні (не послідовні !) схеми стосуються алгебри логіки, що описує роботу цифрових автоматів, які мають пам’ять. Щоб передбачити значення сигналів на їхніх виходах у разі змінуння інформації на виходах, потрібно враховувати також і стан, в якому автомати (послідовнісні пристрої) були перед тим. Послідовнісні пристрої будують на базі комбінаційних, їх належним чином вмиючи за допомогою зворотних зв’язків. Найпростішими із послідовнісних пристроїв є *тригери*. До цього ж класу належать лічильники, регістри, запам’ятовувальні пристрої.

16.1. Асинхронні тригери

Тригером називають логічну схему, яка на відміну від комбінаційних схем має позитивний зворотний зв'язок (ЗЗ) та два стійких стани, одиничний і нульовий (0). Переведення тригера в одиничний стан діями на його входи називають *установкою тригера*, а встановлювальний сигнал і вхід, на який він діє, позначають S (*set* – установка). Переведення тригера в нульовий стан називають *скидом*, а відповідний сигнал і вхід позначають R (*reset* – скид).

Загальною для тригерів є здатність тривалий час залишатися в одному з двох можливих станів сигналів (не тільки вхідних), що визначає їхню пам'ять. Основне застосування тригерів – запам'ятовування інформації. Пам'ять тригера – це збереження заданого стану і після зняття перемикального сигналу. Взяти один з легко розпізнаваних станів тригера за одиницю, а другий – за нуль, вважаємо, що тригер зберігає один розряд двійкового числа.

Схема найпростішого тригера виходить у разі з'єднання в кільце (рис.16.1,а) двох логічних елементів, наприклад АБО-НЕ (можливо й двох ТА-НЕ, але про це далі). Вони охоплені перехресним позитивним зворотним зв'язком (рис. 16.1,б) і утворюють симетричну структуру. Очевидно, що схеми на рис.16.1,а і 16.1,б еквівалентні. Такий простий тригер має два входи – R і S , два виходи – прямий Q та інверсний \bar{Q} і має назву RS -тригера (асинхронного тригера, тригерної ланки, бістабільної ланки або ланки пам'яті). Стійкий стан такого тригера забезпечується завдяки зв'язку виходу кожного логічного елемента із одним з входів другого. Умовне зображення RS -тригера наведено на рис.16.1,в.

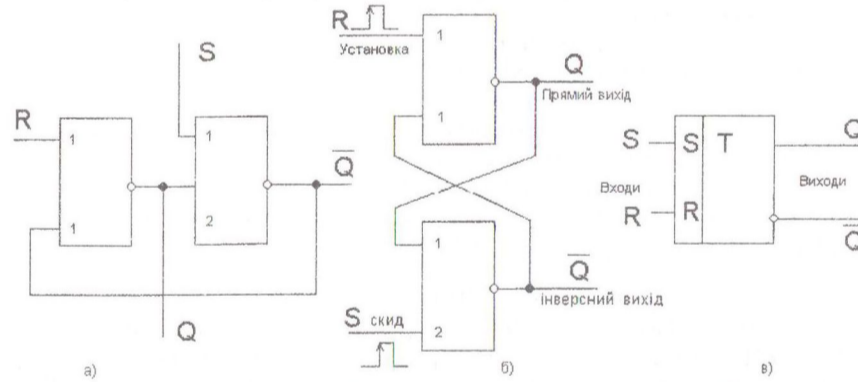


Рис. 16.1. Схеми RS -тригера на логічних елементах АБО-НЕ

За способом запису (запам'ятовування) інформації, тобто переходу в інший стан, тригери поділяють на *асинхронні* та *синхронні*. В асинхронних тригерах інформація (стан) може змінюватися у будь-який момент часу, коли змінюються вхідні сигнали, а в синхронних інформація змінюється тільки у певні моменти часу в разі наявності додаткового дозвільного сигналу (тактового імпульсу).

Розглянемо характерні комбінації сигналів на входах асинхронного RS-тригера, перебираючи можливі стани R і S : $S = R = 0$; $S = 1, R = 0$; $S = 0, R = 1$; $S = R = 1$. Кожній комбінації відповідає певний стан тригера, що визначається рівняннями $Q = R + \bar{Q}$ та $\bar{Q} = \bar{S} + \bar{Q}$.

Доки на обох керувальних (інформаційних) входах існують логічні нулі (рівні сигналів неактивні $S = R = 0$), тригер перебуває у будь-якому одному з двох стійких станів: $Q = 1, \bar{Q} = 0$ або навпаки – $Q = 0, \bar{Q} = 1$. Якщо стан $Q = 1$, то, як видно з рис. 16.1,б, цей одиничний сигнал надходить ланцюгом зворотнього зв'язку на вхід ЛЕ2 і викликає на виході \bar{Q} сигнал нульового рівня: $\bar{Q} = 0$. У свою чергу, цей нульовий сигнал, прикладений до входу ЛЕ1, підтримує вихід Q в стані одиниці: $Q = 1$.

Іншими словами при вхідних сигналах $S = R = 0$ одиниця з виходу Q ланцюгом зворотнього зв'язку сама себе підтримує скільки завгодно довго. Подібним чином можна показати, що внаслідок симетрії тригера і другий можливий стан ($\bar{Q} = 1$) теж стійкий. Тому вхідну ситуацію $S = R = 0$ називають *нейтральною*. Коли стан $Q = 1$, то вважають, що тригер *встановлений*, коли ж стан $Q = 0$, то тригер вважають *скинутим*.

Стан тригера $S = R = 0$ є станом *збереження* вихідної інформації; його рівняннями є очевидні із схеми вирази

$$Q = 0 + \bar{Q} = \bar{Q} = Q \quad \text{та} \quad \bar{Q} = 0 + Q = Q.$$

Якщо на один із входів подати одиничний сигнал, зберігаючи нуль на другому, то тригер перейде в стан, який однозначно визначено вхідною інформацією. При вхідних сигналах $S = 1$ і $R = 0$ тригер прийматиме одиничний стан $Q = 1$, а при $R = 1$ і $S = 0$ – нульовий. Тому інколи вхід S називають *одиничним*, а вхід R – *нульовим*.

З появою одиничного сигналу на одному з входів S або R відбувається або зміна стану тригера (перекидання), або підтвердження існуючого стану, якщо він співпадає з бажаним.

При $R=1, S=0$

$$\bar{Q} = 1 + \bar{Q} = 1 \quad \text{та} \quad Q = 0 + \bar{Q} = 1$$

Коли $S=1, R=0$, то маємо чітко визначений стан тригера, що підтримується позитивним 33, збереження 1.

При $R = 1, S = 0$, то

$$Q = 1 + \bar{Q} = 1 \quad \text{та} \quad \bar{Q} = 0 + Q = 1$$

і також чітко визначений стан тригера, збереження 0.

Якщо одночасно подати перемикальні сигнали на обидва входи ($S = R = 1$), то на обох виходах тригера з'являться логічні нулі ($Q = \bar{Q} = 0$). При цьому тригерні властивості втрачаються і комбінацію $S = R = 1$ вважають невизначеною.

В цьому стані тригера можливі три наступні вхідні ситуації, дві вже розглянуті раніше, а саме, коли на одному з входів R чи S сигнал стане нульовим, тригерні властивості відновлюються, вихідні сигнали стають у відповідність до вхідних, тригер матиме одиничний стан (при $S = 1, R = 0$) або нульовий (при $S = 0, R = 1$).

Третя наступна ситуація після невизначеної ($S = R = 1$) є $S = R = 0$, коли одночасно з обох входів R і S зняти одиниці, щоб на них були нульові сигнали. Обидва ЛЕ тригера почнуть перемикатися в одиничний стан, але який це зробить раніше не є визначеним, а залежить від невідомих наперед чинників. Тому хоч стани виходів відновляться на протилежні, але стан тригера з однаковою можливістю може стати як одиничним, так і нульовим. Перехід від невизначеної ситуації ($S = R = 1$) на вході тригера до нейтральної ($S = R = 0$) у RS -тригерів звуть *забороненим*, але не тому, що його не може бути, а лише тому, що заборонена вхідна ситуація веде до непередбачуваного стану тригера і її звичайно не використовують, якщо не забезпечене неоднчасне, строго почергове зняття одиничних R - і S -сигналів.

Часові діаграми, що ілюструють дію такого асинхронного RS -тригера, приведені на рис.16.2.

Відображено, що до моменту 2, доки не було інформаційних сигналів $S = 0, R = 0$ тригер знаходився в стані збереження попередньо записаної інформації $Q = 0$ і $\bar{Q} = 1$. В момент 2 надходить сигнал $S = 1$, але він має бути розділеним від сигналу R , щоб запобігти „забороненого” стану. За переднім фронтом сигналу S тригер зпрацьовує (перекидається, і на його виходах встановлюються сигнали $Q = 1$ і $\bar{Q} = 0$ (одиничний стан тригера). Цей стан зберігається до моменту 3 появи перемикальних імпульсів R або S . Якщо подано сигнал S , то стан тригера підтверджується до наступної появи розпорядних імпульсів R або S в момент 4. Якщо поданим є сигнал R , то за його переднім фронтом тригер передається в стан $Q = 0, \bar{Q} = 1$ нульовий, який зберігається до моменту 5 наступної появи сигналів S або R , причому сигнал S перекинув би тригер, R тільки підтверджує попередній стан до моменту 6, коли сигнал S переднім фронтом перекидає тригер, а R підтвердив би попередній стан.

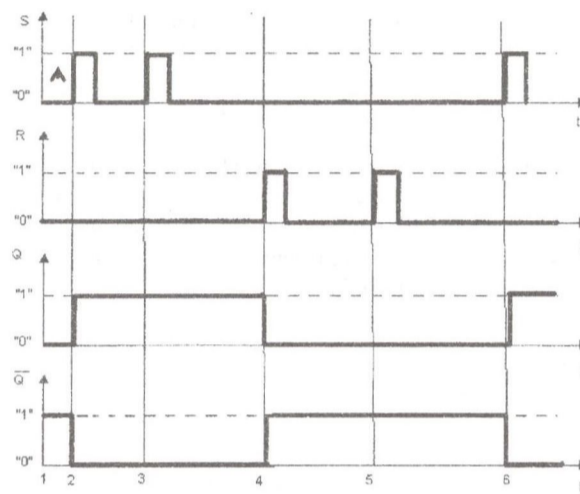


Рис. 16.2. Часові діаграми асинхронного RS-тригера

З діаграми наочно видно, що для перекидання тригера необхідне чергування вхідних сигналів.

Від розглянутих раніше комбінаційних схем без ЗЗ RS-тригер відрізняється ще й тим, що його виходи є одночасно і його входами через ЗЗ. Дійсно, якщо на лінію зв'язку, під'єднану до того виходу тригера, що має нульовий стан, подіє хоч коротка, але з одиничним рівнем завада, то вона одночасно подіє і на вхід другого ЛЕ тригера, що може викликати його помилкове перемикання і перекидання всього тригера (запам'ятовування завади), що є небажаним.

Тому тригер, що працює на лінії, де можливі завади, під'єднують до неї через буферні елементи, які для збільшення швидкодії з'єднують також за схемою тригера, як показано на рис.16.3.

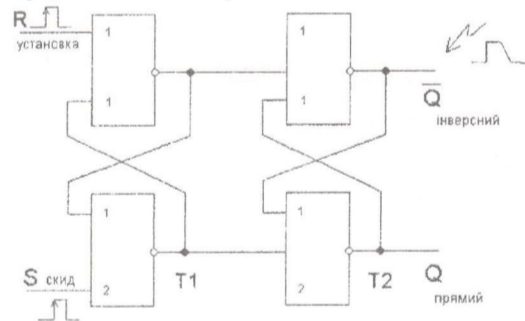


Рис. 16.3. Буферне під'єднання тригера до лінії із завадами

Тому, що на входах буферного тригера $T2$ постійно наявні або R -, або S -сигнал, то цей триггер вже не може запам'ятати заваду і після її закінчення одразу повернеться у правильний стан.

На рис.16.4 наведена логічна структура тригера, побудованого на ЛЕ ТА-НЕ, і спосіб графічного зображення тригера взагалі. Триггер на ЛЕ ТА-НЕ має двоїстий характер по відношенню до тригера на ЛЕ АБО-НЕ. Схемно він не відрізняється від останнього, проте закон його функціонування має протилежний характер, бо ЛЕ ТА-НЕ переключається сигналами логічного нуля ($S = 0$ або $R = 0$). Тому триггер на ЛЕ ТА-НЕ називають \overline{RS} -тригером з інверсними входами (або \overline{RS} - тригером), а на зображенні його показують у від'ємній логіці.

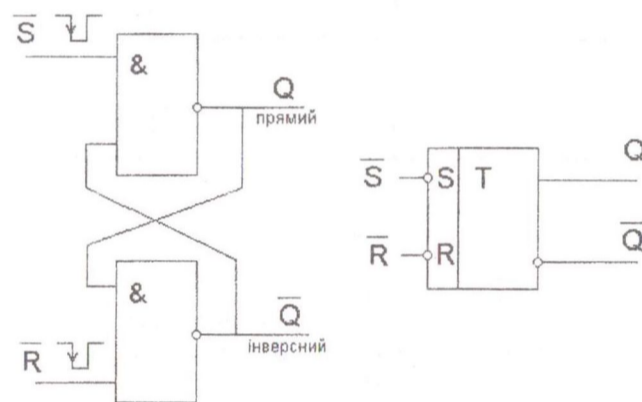


Рис. 16.4. \overline{RS} -тригер на ЛЕ ТА-НЕ

\overline{RS} - тригер також є асинхронним тригером, що зпрацьовує в моменти появи нульових сигналів на входах R і S і їх обов'язково теж треба чергувати. Рівняннями \overline{RS} - тригера є очевидні з схеми вирази

$$Q = S \cdot \overline{Q} \quad \text{та} \quad \overline{Q} = R \cdot \overline{Q}.$$

Проаналізуємо за цими виразами стани \overline{RS} -тригера при комбінації станів сигналів R і S .

Коли $S = R = 0$, то $Q = \overline{Q} = 1$ та $\overline{Q} = 0 \cdot \overline{Q} = 1$, втрачаються тригерні якості, і цей стан є невизначеним або „забороненим”.

Коли $S = 1$, а $R = 0$, то $\overline{Q} = 0 \cdot \overline{Q} = 1$ та $Q = 1 \cdot \overline{Q} = 0$, це є скид тригера або запис нуля.

Коли $S = 0$, а $R = 1$, то $Q = 0 \cdot \overline{Q} = 1$ та $\overline{Q} = 1 \cdot \overline{Q} = 0$, то це є перекидання

(встановлення) тригера або запис одиниці.

Коли ж $S = R = 1$, то на входах знімаються сигнали і \overline{RS} -тригеру немає причин змінювати свій стан, наступає режим зберігання попередньо записаної інформації.

Викладене раніше узагальнюють таблиці станів RS - та \overline{RS} - тригерів, дані поруч для наочності.

| Такти | | попередній | наступний | Такти | | попередній | наступний |
|-------|-----|------------|-----------|----------------|----------------|------------|-----------|
| R | S | | | \overline{R} | \overline{S} | | |
| 0 | 0 | Q_n | | 0 | 0 | Н/В | |
| 0 | 1 | 1 | | 0 | 1 | 1 | |
| 1 | 0 | 0 | | 1 | 0 | 0 | |
| 1 | 1 | Н/В | | 1 | 1 | Q_n | |

В таблиці Q_n -- означає попередній стан виходу Q , Н/В -- це невизначений стан після зняття однакових розпорядних сигналів.

Тригери можна одержати на інвертувальних ЛЕ різноманітних (не однакових) типів. Для прикладу на рис.7.5. зображений тригер, у якого R - та S - діями є логічні комбінації декількох входів. Це буває потрібним, коли треба установлювати або скидати тригери сигналами від декількох джерел.

Для режиму зберігання інформації комбінація входів має бути такою, щоб вихід кожного ЛЕ однозначно визначався тільки сигналом G , що подається зворотним зв'язком від ЛЕ2 цього тригера. Це виконується при комбінації входів, що задовольняє одиничне значення функції зберігання $G = a \times b \times e \times f \times g \times h \times m \times p$.

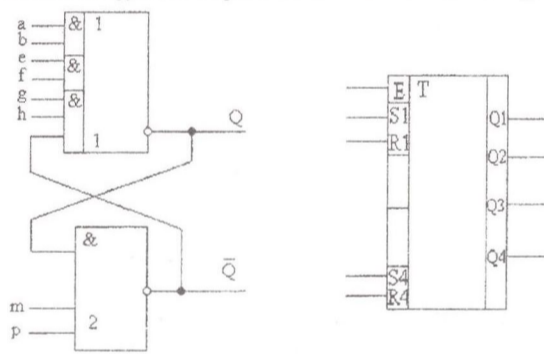


Рис. 16.5. \overline{RS} - тригер з декількома R - та S - входами (а); ЦМ 564TP2(4RST) (б)

Для режиму перемикання комбінація входів, що діє на один з ЛЕ повинна забезпечити на виході цього ЛЕ бажаний стан незалежно від сигналу, що подається через 3З від другого ЛЕ. Це задовольняють функції

$$S = g \times h = g + h; \quad R = a \times b + e \times f + m + p.$$

Допускається, що на виходах, які не є аргументами функцій S і R , підтримуються рівні, що відповідають режиму зберігання.

Асинхронні \overline{RS} - тригери застосовують як ключі, комутатори, розподільвачі, особливо як формувачі імпульсів від механічних перемикачів. Перекидання тригерів відбувається за першим замиканням контактів, а їх наступний брязкіт не впливає на стан тригера. В серії ЦМ К155 RS - тригери не випускаються, а за потреби будуються на ЛЕ. Приклад ЦМ 564ТР2 (типу КМОП), що містить в корпусі 4 незалежних асинхронних RS - тригери, приведений на рис. 16.5.б.

Якщо з'єднати в кільце не два (рис.16.1), а будь-яке парне число інвертувальних елементів, то одержана схема теж має тригерні властивості – два стійких стани. Приклад такої схеми наведено на рис.16.6.а.

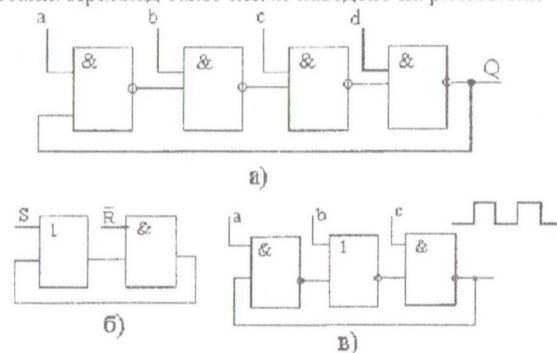


Рис. 16.6. З'єднання в кільце різного числа інверторів

Схема має значний час перемикання, але декілька розпорядних входів. Число нуль є теж парним числом, то цікаво, що кільцева схема, що має нуль (не містить) інверторів, теж має тригерні властивості (рис.16.6.б).

Якщо в кільце з'єднати будь-яке непарне число інверторів, як, наприклад, на рис.16.6.в, то сигнал зворотного зв'язку не буде негативним і підтверджувати стан елемента, на який поступає, як це було в тригері, а буде позитивним і перемикатиме елемент у протилежний стан. Фронт перемикання елементів, затриманий ланцюгом зворотного зв'язку знову перемкне стан всіх елементів. Тому кільце з непарним числом інверторів створює умови додатного зворотного зв'язку і працює в якості генератора послідовності прямокутних імпульсів (мультівібратора), які мають однакову тривалість і паузу між ними і зветься *меандром*.

16.2. Синхронні тригери

Основним призначенням тригерів є збереження інформації, виробленої у вигляді сигналів іншими логічними схемами. Ця інформація має бути вірогідною, не містити спотворених перехідними процесами і неусталених результатів, які найчастіше бувають в момент появи імпульсів. Нагадаємо, що асинхронний RS - тригер спрацьовує в момент появи імпульсів, а саме від їх переднього фронту.

Для відсікання ще неусталених та створених перехідними процесами сигналів перед входами RS - тригера та виходом попередньої логічної схеми вмикають два

Показані на рис.16.7 штриховою входи S_A і R_A дозволяють асинхронно встановити тригер в потрібний стан 0 або 1, обминаючи інформаційні та тактовий входи тригера, який в цьому випадку є \overline{RS} -тригером з інверсним управлінням. При синхронній роботі на S_A та R_A має бути нейтральна комбінація.

Синхронний тригер на ЛЕ АБО-НЕ аналогічний описаному на ЛЕ ТА-НЕ. Відміна лише в способі управління: перекидання тригера здійснюється сигналами $S=0$ та $R=0$ при $C=0$, тобто нульовими логічними рівнями.

Характерною особливістю RS -тригера є те, що протягом всього відтинку часу, коли існує синхросигнал ($C=1$), як самі потенціали (рівні) сигналів на управляльних входах S і R , так і будь-які їх зміни зараз же передаються на входи тригера. Про таке можна сказати, що такий (одноступеневий) синхронний RS -тригер є *прозорим* за S - та R - входами при $C=1$. Далі покажемо, що не всі синхронні тригери мають цю властивість.

Синхронні тригери під час тактового імпульсу діють як асинхронні. Тому зміна сигналів на інформаційних входах повинна відбуватися лише в паузі між тактовими імпульсами, бо інакше може порушитися робота тригера. Це пов'язано з тим, що ЛЕ тригера перемикаються не одночасно, а послідовно один за другим, і на його виходах на одному спадає одиниця, а на другому зростає одиниця. Може статися, що на виходах Q і \overline{Q} на якийсь момент рівні будуть однаковими, хоч ще й не усталеного значення, і керована тригером схема одержить на вхід непередбачену алгоритмом її роботи комбінацію, що можливо порушить її роботу. Це характерно для тригерів, що мають лише одну комірку пам'яті (тригерну ланку).

На рис. 16.8. дана схема двоступеневого RS -тригера MS -структури – „ведучий – ведений” (*master – хазяїн, slave – раб*) на ЛЕ ТА-НЕ. Він складається з двох однакових синхронних RS -тригерів. Тактовий вхід ведучого тригера (M) зв'язаний зі входом веденого (S) інвертором 5.

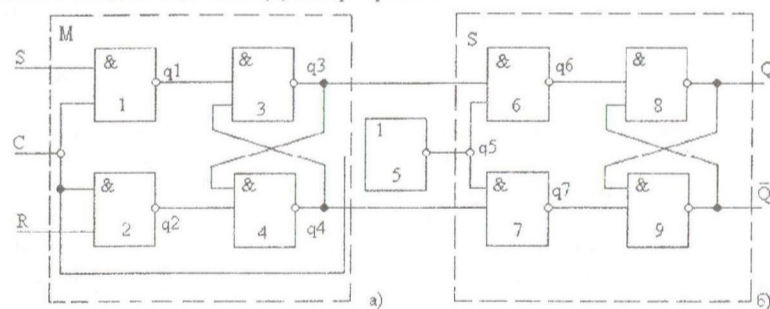


Рис. 16.8. Двоступеневий (MS -) RS -тригер

До появи тактового імпульсу ($C=0$) вхідні ЛЕ 1 і 2 закриті, $q1=q2$ і ведучий M -тригер зберігає інформацію з попереднього такту. Ведений S -тригер, на тактовому вході якого діє сигнал $q5 = \overline{C} = 1$, відкритий і повторює стан ведучого, означений

сигналами $q3$ і $q4$. З приходом тактового імпульсу ($C = 1$) в ведучий тригер M записується інформація з входів S та R , а ведений в цей час блоковано, бо $q5 = \bar{C} = 0$. По закінченні тактового імпульсу ведучий M -тригер запирається, а ведений S -тригер відкривається і приймає (записує і запам'ятовує) стан ведучого. На його виходах з цього моменту встановлюються сигнали $Q = S, \bar{Q} = R$.

Очевидно, що інформація, що задана рівнями на входах S і R , за фронтом C -сигнала записується в M -тригер, але протягом часу, доки $C = 1$, не проходить в S -тригер, бо його вхідні кон'юнктори (ЛЕ 6 і 7) в цей час перекриті інверсією C -сигналу – сигналом \bar{C} . Вони відкриваються лише при $\bar{C} = 1$, тобто на зрізі C -сигналу і лише тоді S -тригер прийме стан M -тригера. Це важлива відміна MS -тригера від синхронного RS -: MS -тригер не прозорий за управляльними R - та S -входами. Ні при $C = 0$, ні при $C = 1$. Кожний ступінь його сам собою прозорий, але з'єднані вони послідовно, і який-небудь один з них виявляється запертим завжди, або синхросигналом ($\bar{C} = 0$ – другий ступінь) або його відсутністю ($C = 0$ – перший ступінь).

Таким чином в MS -тригері при $C = 1$ (а тим більш при $C = 0$) ніяка зміна на інформаційному вході не може сама собою, без перемикання C -сигналу, потрапити на вихід. Тригер змінить свій стан лише за зрізом C -сигналу.

Перевагою синхронних та асинхронних RS -тригерів є простота їх схемної реалізації та висока від цього швидкодія. Недоліками є потреба чергування (зсуву в часі) сигналів S і R , наявність заборонних комбінацій, можливість управління RS -тригерами за виходами, можливість реагування на пульсації блоку живлення.

16.3. D - тригери

Цей тип синхронних тригерів досить розповсюджений в цифрових пристроях. Найпростішим з них є D -тригер – прозора клямка (зашёлка) – *transparent latch*, або прозорий фіксатор, або синхронний фіксатор. D -тригером називають синхронний тригер з двома лише входами: вхід даних D і вхід синхронізації C . D -тригер перемикається тільки за сигналом на C -вході і лише в стан, предписаний D -входом. Отже, сигнал на виході Q в наступному такті повторює вхідний сигнал D в попередньому такті і зберігає (запам'ятовує) цей стан до наступного тактового імпульсу. Тобто D -тригер затримує на один такт інформацію, яка існувала на вході D . Мітка D походить від слова *delay* – затримка.

Існують тригери \bar{D} -типу, в яких сигнали на прямому виході Q приймають інверсне значення відносно входу D .

Закон функціонування D -тригера надзвичайно простий $Q = D$, тільки Q в наступному такті, а D в попередньому. Ще раз підкреслимо, що зміна станів D -тригера відбувається під дією тактового імпульсу ($C = 1$), а зберігання інформації (на один такт) забезпечується за рахунок синхронізації.

Тому, що RS -тригери виявилися не зручними для зберігання даних, бо для їх запису потребують двох послідовних сигналів: скиду за R -входом і потім запису за S -входом, то власне були створені D -тригери.

Управління за тактовим входом в D -тригерах може бути статичним, як в розглянутих раніше RS -тригерах, динамічним, а також двоступеневим.

Розглянемо логічну структуру D -тригера з статичним управлінням (рис. 16.9.а), що має умовне зображення, як на рис. 16.9.б. Її можна отримати з будь-якого RS -тригера, якщо на його інформаційні входи одночасно подавати взаємно інверсні сигнали D і \bar{D} .

За допомогою інвертора з однофазний вхід даних D перетворюється в парафазний і подається на S - та R -входи. На рис.16.9.в показаний більш

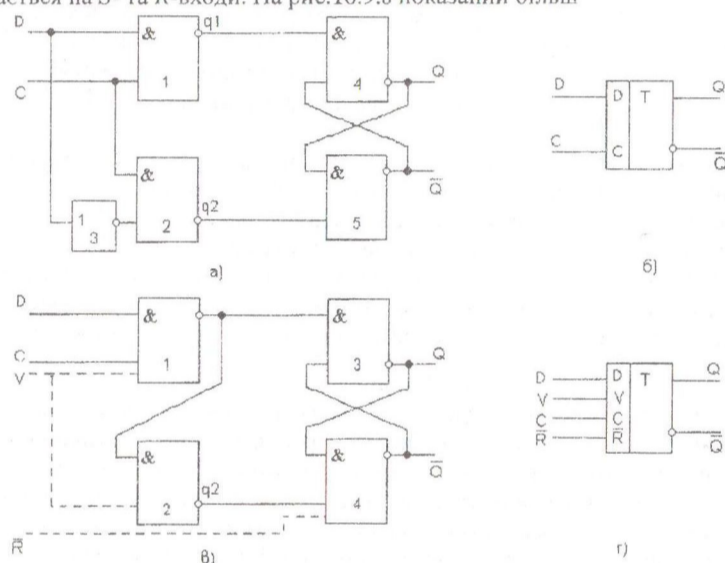


Рис. 16.9. D -тригер типу прозорої клямки

економічний варіант схеми прозорої клямки, де замість інвертора використовується внутрішній сигнал \bar{D} , (на входи V та \bar{R} поки що не зважасмо).

ЛЕ 4 і 5 (рис. 16.9.а) створюють комірку пам'яті, а ЛЕ 1 і 2 схему управління. В паузах між тактовими імпульсами ЛЕ 1 і 2 заперті і на їх виходах сигнали одиночні $q1 = q2 = 1$, що є нейтральною комбінацією для комірки пам'яті. Якщо в схемі ЛЕ ТА-НЕ замінити на ЛЕ АБО-НЕ, то одержимо \bar{D} -тригер. Для синхронізації \bar{D} -тригера потрібні тактові імпульси нульового рівня, а в паузах на C -вході має бути логічна одиниця.

Особливості D -тригера – прозора клямка ілюструє часова діаграма на рис.7.10. Зміни D -входу при $C = 0$ (моменти $t1, t2, t7$) ніяк не впливають на стан виходу Q , бо

тригер запертий за C -входом і залишається в режимі зберігання. Фронт C -сигналу (момент t_3) викликає перемикання D -тригера в стан, який в цей момент мав вхід D . При $C = 1$ клямка прозора, бо будь-яка зміна D -входу (моменти t_4 та t_5) викликає зміну виходу Q . За зрізом C -сигналу (момент t_6), D -тригер – клямка фіксує на виході той стан, який мав D -вхід безпосередньо перед цим моментом. Наступна зміна Q можлива лише за фронтом наступного C -імпульсу (момент t_8).

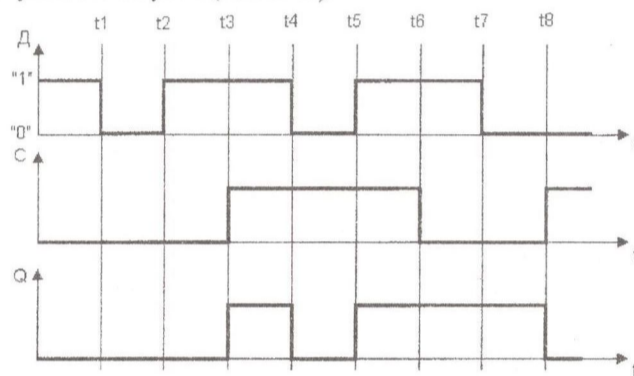


Рис. 16.10. Часова діаграма D -тригера прозорої клямки

Якщо на C -вхід подати на постійно одиничний рівень (наприклад, моменти t_4 та t_5), то клямка втрачає властивість запам'ятовувати і вона стає звичайним буферним повторювачем D -сигналів.

Іноді в тригер-клямку вводять додатковий вхід \bar{R} скиду в нуль, показаний на рис. 16.9.в штриховою. Такий варіант скиду має активний низьким рівень і скористатись ним можна лише при $C = 0$. Якщо ж його подати при $C = 1$, то у випадку, коли і $D = 1$, RS -тригер на ЛЕ 4 і 5 виявиться під дією одразу S - і R -сигналів, після одночасного зняття яких його стан буде невизначеним.

Існують D -тригери, в яких паралельно C -сигналу на вхідні вентиляні ЛЕ ТА-НЕ подають ще один дозволяльний сигнал (позначають його на відміну від E як V – valve – клапан), як показано на рис. 16.9.в штриховою. Такі тригери звуть DV -тригерами. Дозволом на приймання D -сигналу є кон'юнкція сигналів на C - і V -входах. Умовне зображення DV -тригера є на рис.16.9.г.

Прикладом реального D -тригера з статичним управлінням можуть бути ЦМ К155ТМ5 і К155ТМ7. В одному корпусі міститься чотири D -тригери з самостійними входами та виходами. Синхронізувальних входів два: по одному на два тригери. ЦМ К155ТМ5 не має виводів від інверсних виходів \bar{Q} .

D -тригери з динамічним управлінням мають кращі характеристики за швидкістю та споживаною потужністю. Прикладом є ЦМ К155ТМ2, яка в одному корпусі містить два однакових тригера.

Логічна структура D -тригера з динамічним управлінням приведена на рис. 16.11.а. Від схеми D -тригера – клямки з статичним управлінням вона відрізняється тим, що замість одного елемента ЛЕ 1 або 2 (рис.16.9.а) вжиті бістабільні схеми (RS -тригери) на ЛЕ 1 – 2 і 3 – 4 (рис.16.11.а).

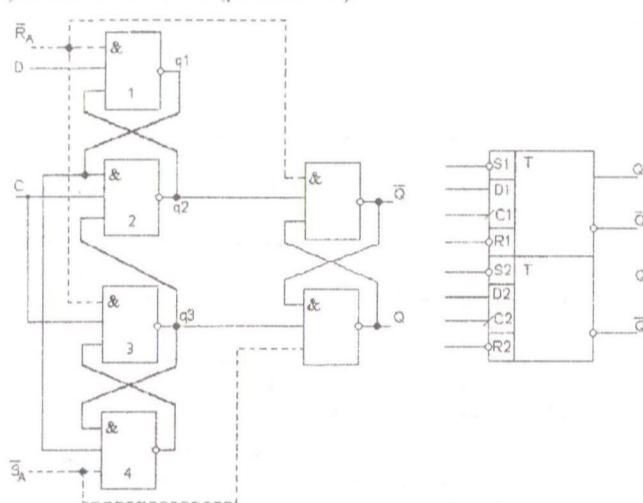


Рис. 16.11. D -тригер з динамічним управлінням.
а) логічна структура; б) умовне зображення ЦМ К155ТМ2.

Ці тригери – з прямим управлінням, бо запис інформації іде за фронтом тактового імпульсу. Крім того є додаткові входи R_A та S_A (штрихова, рис. 16.11.а) для асинхронної установки тригера в нульовий та одиничний стан. Про D -тригери з двоступеневим управлінням розмова буде попереду.

16.4. JK - тригери

Цей тип тригерів не має невизначених станів. JK -тригер (рис. 16.12) це непрозорий тригер на базі двоступеневого непрозорого MS -тригера (рис. 16.8). Перехід від двоступеневого синхронного RS -тригера до JK -тригера здійснений за рахунок інвертувальних зворотних зв'язків навхрест від його виходів на вхідні кон'юнктори на ЛЕ 1 і 2. Зовнішні входи самого тригера заведено тепер називати вже не S та R , а J та K .

Особливістю функціонування JK -тригерів є те, що при всіх вхідних комбінаціях, крім $J = K = 1$, вони діють подібно до RS -тригера. При вхідній комбінації $J = K = 1$ в кожному такті відбувається перекидання тригера і вихідні сигнали змінюють свої значення.

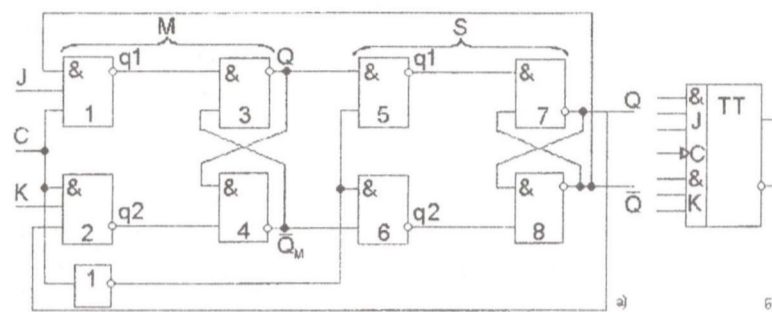


Рис. 16.12. Двоступеневий JK-тригер з інвертором в ланцюгу синхронізації

JK-тригери є універсальними пристроями, що носить двоїтий характер. По-перше, їх застосовують як складові у різноманітних цифрових пристроях, як то регістри, лічильники, подільники частоти та інших, а по-друге, певним з'єднанням виводів вони легко перетворюються, як покажемо, в тригери інших типів. Останнє дозволяє скоротити номенклатуру тригерів в серіях ЦМ.

Таблиця сигналів JK-тригера відображає той факт, що комбінація $S = R = 1$ теж визначена.

| Такти | | |
|------------|---|-----------|
| Попередній | | НАСТУПНИЙ |
| J | K | Q |
| 0 | 0 | Q |
| 0 | 1 | 0 |
| 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | \bar{Q} |

Із схеми JK-тригера видно, що його стан залежить не тільки від сигналів на входах J та K, але й від логічно зв'язаних з ними сигналів з виходів Q та \bar{Q} . Дія JK-тригера крім таблиці станів описується логічним рівнянням $Q = J\bar{Q} + KQ$, де в лівій частині – стан виходу Q в наступному такті, а в правій – в попередньому.

При $J = K = 0$ на виходах ЛЕ 1 і 2 буде $q1 = q2 = 0$ (незалежно від значень сигналів з виходів Q та \bar{Q}), що дає нейтральну комбінацію для власне тригера (ЛЕ 7 і 8), який зберігає записану раніше інформацію.

Коли $J = K$, вихідний стан тригера визначається ЛЕ1 або ЛЕ2, саме тим, на всіх входах якого діє логічна 1.

Вхідна комбінація $J = K = 1$ при будь-якому стані тригера викликає його перекид за синхроімпульсом C. Дійсно, якщо $Q = 1$, а $\bar{Q} = 0$, то $q1 = 1$, а $q2 = 0$ (бо $K = Q = 1$). Сигнал $q2 = 0$ перемикає тригер в стан в наступному такті $\bar{Q} = 1$ і $Q = 0$. Перекид також відбудеться при вихідному стані $\bar{Q} = 0$ та $Q = 1$. В цьому

випадку виявиться, що $q1 = 0$, а $q2 = 1$ і тригер перекинеться, переходячи до протилежного стану в наступному такті, а саме $Q = 1$ та $\bar{Q} = 0$.

Починаючи з моменту перекидання тригера, управляльна дія сигналів на входах J та K припиняється, бо вже змінилася інформація Q та \bar{Q} на внутрішніх входах ЛЕ 1 і 2.

Відмітимо одну особливість JK -тригера. Нехай він має стан $Q = 1$ та $\bar{Q} = 0$. Ця інформація надходить на вхід тригера, де сигнал $\bar{Q} = 0$ закриває кон'юнктор на ЛЕ1 (канал входу J) і $q1 = 1$, але одного сигналу $Q = 1$ недостатньо на вході кон'юнктора на ЛЕ2 в каналі входу K , щоб було $q2 = 0$ і тригер перекинувся (момент $t1$ на рис.7.13). Лише в момент $t2$ при $C = 1$ (за його переднім фронтом) сигнал $K = 1$ створює сигнал $q2 = 0$, що записується в M -тригері, встановлюючи його в нульовий стан, коли $\bar{Q}_M = 1$. S -тригер в цей час блокований сигналом \bar{C} (його переднім фронтом), і JK -тригер зберігає поки попередній стан $Q = 1$ і $\bar{Q} = 0$. Лише в момент $t3$ після закінчення тактового сигналу C (за його зрізом, коли $C \rightarrow 0$) на тактовому вході S -тригера встановлюється сигнал $\bar{C} = 1$, що разом з сигналом $\bar{Q}_M = 1$ на вході кон'юнктора (ЛЕ6) перемикає останній і разом з цим перекидає JK -тригер. Цей стан JK -тригера збережеться до наступного перекидання (момент $t4$) за зрізом сигналу C , як представлено на часовій діаграмі (рис.7.13). З останньої видно, що на два імпульси C -сигналу приходить лише один імпульс Q , тобто у співвідношенні цих імпульсів відбувається поділ частоти.

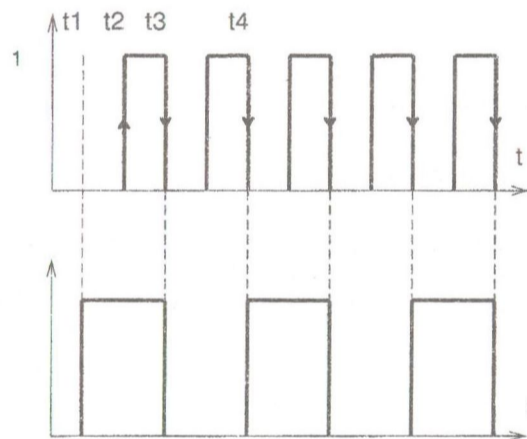


Рис. 16.13. Часова діаграма JK -тригера в режимі $J = K = 1$

Тригери JK -типу входять до багатьох серій ЦМ, тому їх ніколи не збирають за логічною структурою. Умовне зображення JK -тригера приведено на рис.16.12.б., де декілька входів J та K зв'язані операцією ТА (&).

Прикладом JK -тригера у 155 серії може бути ЦМ К155ТВ1 (рис.16.14.а). Він організований за принципом MS - (ведучий-ведений), має по три інформаційних входи J та K , зв'язаних операцією ТА (&), а також асинхронні входи \bar{R}_A та \bar{S}_A для установки тригера в стани 0 або 1 незалежно від сигналів на інформаційних входах. Стан входів J , K та C при асинхронному управлінні байдужий, але на відміну від асинхронного тригера, тут одночасне подання перемикальних сигналів на входи \bar{R}_A та \bar{S}_A допустиме. Як вони не використовуються, то на них треба мати сигнали високого рівня.

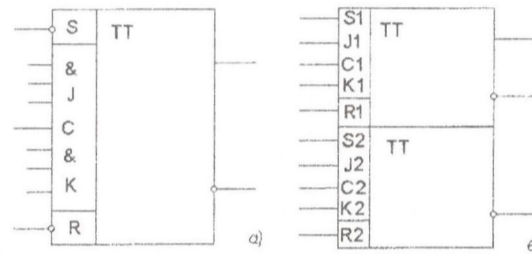


Рис. 16.14. Умовне зображення ЦМ К155ТВ1(а) і К155ТВ15(б)

З інших JK -тригерів відмітимо ЦМ К155ТВ15 (рис.7.14.б) – два незалежних JK -тригерів в одному корпусі, що мають управління за входом \bar{K} низьким рівнем. Ця особливість JK -тригерів дозволяє безпосередньо перетворювати їх в D -тригери.

Двоступеневі D -тригери можуть бути отримані з JK - або MS -тригера за допомогою додаткового інвертора (рис.16.15.а). Але JK -тригери в цьому плані зручніші, бо для їх перетворення в D -тригер (рис.16.15.б) достатньо з'єднати входи J та \bar{K} .

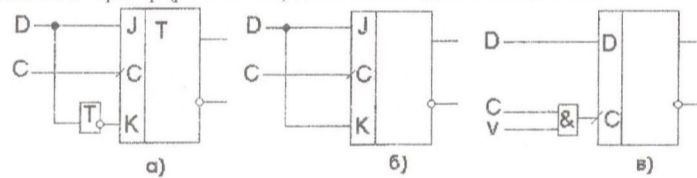


Рис. 7.15. Перетворення JK -тригерів в D -тригер (а, б) і D -тригера в DV -тригер двоступеневий (в)
 Застосувавши до двоступеневого D -тригера кон'юнктор для тактового та дозволяльного V -сигналів, одержимо двоступеневий DV -тригер (рис.16.15.в), в якому V -сигнал є дозволяльним відносно входу D . Коли $V = 1$, тригер працює як D -тригер, а при $V = 0$ переходить в режим збереження інформації незалежно від зміни сигналів на вході D . В D -тригері записана інформація зберігається лише протягом тактового періоду і оновлюється у кожному такті. А в DV -тригері вона може зберігатися протягом потрібного числа тактів.

Рівняння DV -тригера складніше, ніж в D -тригера, а саме: $Q = DV + Q\bar{V}$. Ясно, що сигнали S і V можна поміняти місцями, не порушуючи логіки роботи, але діяти вони повинні одночасно.

D - і DV -тригери універсальні і широко застосовуються в запам'ятовувальних пристроях, але JK -тригери застосовуються ширше, бо мають більші можливості, в тому числі створюючи і D - та DV -тригери. Вони більш швидкодійні, бо передають інформацію одним каналом і тому виключають змагання сигналів (перегони).

Повертаючись до JK -тригерів, відмітимо ще одне їх важливе застосування у розглянутому раніше режимі $J = K = 1$, засноване на його здатності перекидатися в цьому режимі від S -сигнала. Це застосування JK -тригера у якості T - або лічильного тригера.

16.5. Лічильні або T - тригери

Тригер T -типу має лише один інформаційний T -вхід (*toggle* – перекидатися) і дуже просто діє. Зміна станів відбувається кожного разу, коли вхідний T -сигнал змінює своє значення. В залежності від того, фронт чи зріз T -сигналу застосовано для управління, вважають, що T -тригер має прямий або інверсний динамічний вхід. Останні ще зветься \bar{T} -тригерами. За способом вводу вхідної інформації T -тригери можуть бути асинхронними або синхронними.

T -тригер є єдиним серед тригерів, поточний стан якого визначає не вхідна інформація, а його стан в попередньому такті.

Рівняння T -тригера має вид $Q = Q\bar{T} + \bar{Q}T$, що за формою співпадає з Виключальним АБО, тому він складає за модулем 2 вхідну змінну T з своїм виходом Q . Це пояснює назву лічильний тригер.

Управління T -тригером відбувається за одним входом, тому він не має невизначених станів, бо вони визначаються одночасно. Якщо $T_n = 0$, то $Q_{n+1} = Q_n$, якщо $T_n = 1$, то $Q_{n+1} = \bar{Q}_n$, де позначено: n – поточний такт, $n+1$ – наступний такт.

В \bar{T} -тригері навпаки, якщо, $T_n = 1$, то $Q_{n+1} = Q_n$, а якщо $T_n = 0$, то $Q_{n+1} = \bar{Q}_n$.

T -тригер можна уявити як частковий випадок синхронного JK -тригера, у якого відсутні інформаційні входи, а спрацювання відбувається під дією тактових T -імпульсів.

На рис. 16.16 приведені часові діаграми для обох варіантів T - та \bar{T} -тригера.

У вигляді окремих ЦМ T -тригери не виробляють, бо вони легко одержуються не тільки з JK - , але і з інших синхронних тригерів. Принцип побудови лічильного тригера полягає в застосуванні такого зворотного зв'язку, щоб забезпечити зміну сигналів на інформаційних входах після кожного перекидання.

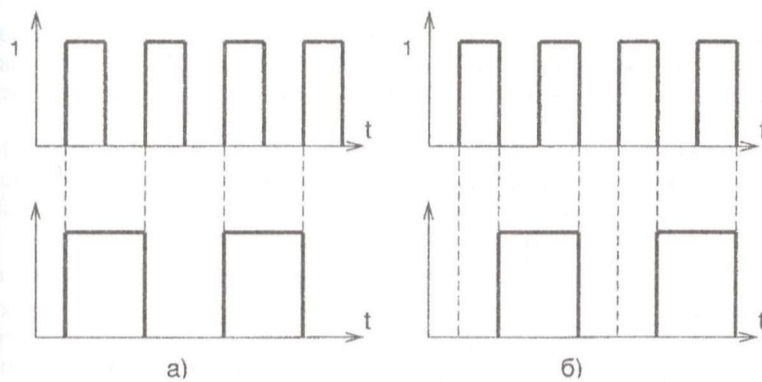


Рис. 16.16. Часові діаграми роботи T -тригера: а) прямого, б) інверсного

На рис. 16.17 показані способи одержання T -тригера з універсального JK -тригера (наприклад, К155ТВ1). В асинхронному режимі тактовий вхід слугує лічильним, а на J - та K -входи має бути поданий сигнал високого рівня (рис. 16.17.а).

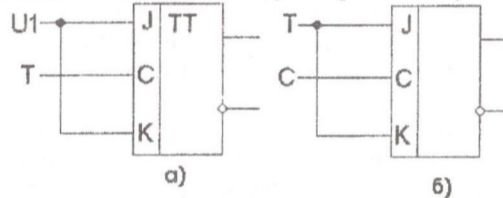


Рис. 16.17. Перетворення JK -тригера в T -тригер: а) асинхронний, б) синхронний

В синхронному ж режимі тактовий вхід працює за призначенням, лічильні імпульси подаються паралельно на J - та K -входи (рис. 16.17.б).

Тригер TV -типу окрім лічильного T -входу має і другий, дозволяльний V -вхід (див. раніше). TV -тригер іноді звать *тактовим* або *синхронним лічильним тригером*. Його теж одержують з JK -тригера (рис. 16.18) у вигляді асинхронного або синхронного тригера.

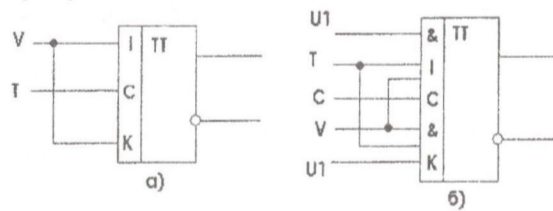


Рис. 16.18. Перетворення JK -тригера в TV -тригер: а) асинхронний, б) синхронний

T - і TV -тригери (синхронні і асинхронні) застосовують переважно для лічби вхідних імпульсів і для поділу частоти.

Застосування в лічильниках засноване на перекиданні T -тригера від кожного вхідного імпульсу. Послідовний ланцюжок з m лічильних тригерів вже є двійковим лічильником, в якому стан виходів тригерів відображає в двійковому коді число вхідних імпульсів.

Поділ частоти вдвоє витікає з принципу дії T -тригерів (див. рис.16.16). Послідовність прямокутних імпульсів на виході лічильного тригера має шпаринність, що дорівнює двом, незалежно від шпаринності вхідного сигналу. Цією властивістю користуються, щоб формувати послідовність імпульсів потрібної шпаринності.

Крім розглянутих симетричних з виходами Q і \bar{Q} тригерів існують ще тригери, що мають два стійких стани на одному виході (несиметричні), але у яких відсутня пам'ять. Їх використовують не для обробки і зберігання двійкової інформації, як симетричні, а для порогових пристроїв і формувачів прямокутних імпульсів з сигналів довільної форми. Це так звані тригери Шмітта, що входять майже до кожної серії ЦМ.

Контрольні запитання

- 16.1. Якою є найпростіша з послідовних схем?
- 16.2. Дайте загальне визначення тригера. Яка його основна властивість?
- 16.3. Назвіть відміну асинхронних і синхронних тригерів. Як зветься тип асинхронного тригера?
- 16.4. Які синхронні тригери Ви знаєте? Охарактеризуйте їх.
- 16.5. Охарактеризуйте роботу асинхронного RS -тригера на ЛЕ АБО-НЕ.
- 16.6. Складіть і поясніть часову діаграму роботи асинхронного RS -тригера.
- 16.7. Охарактеризуйте роботу і вкажіть відмінності асинхронного RS -тригера на ЛЕ ТА-НЕ.
- 16.8. Які властивості мають з'єднане в кільце парне число інверторів та непарне їх число?
- 16.9. Охарактеризуйте роботу асинхронного RS -тригера. Що забезпечує наявність тактового імпульсу?
- 16.10. Який основний недолік одноступеневих синхронних RS -тригерів?
- 16.11. Поясніть роботу схеми двоступеневого синхронного RS -тригера MS -структури.
- 16.12. Поясніть роботу і особливості D -тригерів типу прозорої клямки. Використайте часову діаграму.
- 16.13. Поясніть роботу і відміни D -тригерів з динамічним управлінням.
- 16.14. Поясніть роботу і особливості JK -тригерів. Використайте часову діаграму.
- 16.15. Поясніть застосування JK -тригерів в якості універсальних для перетворення в інші типи тригерів.
- 16.16. Поясніть роботу, застосування і утворення лічильного T -тригера. Яка відміна асинхронного та синхронного T -тригерів на базі JK -тригерів?

Навчальне видання

Б.М. ГОНЧАРЕНКО

ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

Для студентів спец. 6.092501 - «Автоматизоване управління технологічними процесами» та 6.092502 – «Комп'ютерно-інтегровані технологічні процеси і виробництва» денної, заочної та скороченої форм навчання

Видання подається в авторській редакції

Підп. до друку 24.03.10. Ум. друк. арк. 10,13. Наклад 150 пр.
Зам. № 167-09/07

РВЦ НУХТ. 01601 Київ-33, вул. Володимирська, 68
www.book.nuht.edu.ua

Свідоцтво про реєстрацію серія ДК № 1786 від 18.05.04 р.